

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATERSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXIV/1985 • ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

Volný čas a elektronika,
její publicita a mate-
riálové zabezpečení 161

PŘÍJEM NA VKV a PŘIJÍMAČE VKV

Šíření velmi krátkých vln	162
Šíření VKV za obzor	163
Atmosférický lom	164
Troposférický rozptyl	164
Měření intenzity pole	166
Antény pro VKV	170
Jednotka decibel a její použití	176
Obvody LC v přijímači	177
Oscilační obvod LC	180
Mikroobvodová technologie	182
Amplitudová a kmitočtová modulace	183
Rušení příjmu rozhlasových pořadů	185
Vstupní citlivost a šum přijímače	186
Parazitní modulace	187
Demodulátory	188

Konstrukční část

Nejjednodušší přijímač pro pásmo VKV	191
Variety zapojení přijímače	193
Ladění kapacitní diodou	194
Provedení obvodu LC	195
Stereofonní dekodéry	196
Podmínky kvalitní stereofonní reprodukce	198
Stereofonní krystalka	199
Inzerce	200

AMATERSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelsví NAŠE VOJSKO,
Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor
ing. Jan Klábal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyán.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel.
26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353,
sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku
5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS,
v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJ-
SKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky
přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahra-
ničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod
01, Kalfkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO,
n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.
Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor.
Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině.
Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 1. října 1985.
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

VOLNÝ ČAS A ELEKTRONIKA, JEJÍ PUBLICITA A MATERIÁLOVÉ ZABEZPEČENÍ

I když to na první pohled vypadá, že zde
dáváme k sobě zcela odlišné problémy, není
tomu zejména v naší elektronice tak a potvrzu-
je to i převážná část dopisů, které do redakce
přicházejí z celé republiky. Např.:

*„Je mně 17 let, mám zájem o elektroniku,
chci si postavit přístroj podle návrhu uveřejně-
ného ve vašem časopisu, ale již půl roku marně
sháním některé součástky.“* (Vyjmenované
zcela běžné rezistory, kondenzátory, polovo-
diče). Jiný dopis: *„V zoufalství a naději se
obracím na vás – pomozte, sežeňte, jinak snad
budu nucen svůj zájem o elektroniku i peníze
na ni určené obrátit k pivu.“* A dále: *„Jsem
vedoucím kroužku elektroniky ve Svazarmu.
Práce s mládeží by byla zajímavá, jen kdyby
nebyly ty věčné potíže se sháněním součástek
a materiálu.“*

Dne 27. března 1985 byly vládou ČSR pro-
jednány a schváleny „Zásady společenského
ovlivňování volného času dětí a dospívající
mládeže“, jako výraz neustále rostoucího vý-
znamu volného času jak pro jednotlivce, tak
i pro společnost. Jestliže v minulosti byl volný
čas převážně využíván k oddechu, k reprodukci
pracovních sil, dnes se snažíme, aby pro
všechny naše pracující a zejména mládež
sloužil zároveň k uspokojování nejrůznějších
potřeb a zájmů, vzdělávacích, kulturních
apod., aby byl prostorem pro seberealizaci
člověka.

Volný čas by měl umožnit dětem a mládeži
realizovat rozmanité kulturní, sportovní, tech-
nické a jiné zájmy a zároveň otevírat velké,
dosud plně nevyužívané možnosti pro výchov-
né působení státních orgánů i společenských
organizací tak, aby motivovaly společensky
žádoucí zájmy a potřeby mladých lidí a pomá-
haly je všestranně rozvíjet. Ministr kultury ČSR
doc. JUDr. M. Klusák k těmto zásadám přípo-
míná:

„Zásady orientují pozornost především na
dětí a dospívající mládež ve věku 14 až 18 let.
Zájmy dětí a mládeže v tomto věku nejsou
zpravidla zcela vyhraněny, a proto tato věková
skupina někdy snáze podléhá vnějším vlivům,
různým módním vlnám apod. Je však i přístup-
nější vůči pozitivnímu společenskému ovliv-
ňování. Zásady vycházejí z poznatku, že právě
zkušenosti z dětství jsou nejdůležitější pro
dosažení skutečných schopností k účelnému
využití volného času v dospělosti.“

Řada poznatků a zkušeností potvrzuje, že
při tvorbě a vhodné motivované aplikaci ce-
lospoolečenských úkolů ve volném čase může
jeho naplň přispívat ve významné míře k pro-
hlubování vztahu mladých lidí k hodnotám
socialistické společnosti. Dlouhodobě ne-
správně využívaný volný čas naopak mnohdy
vede až k negativním jevům v chování dětí
a mládeže.

K základním problémům, jež zásady řeší,
patří zejména:

- nízká úroveň součinnosti orgánů a organi-
zací ovlivňujících volný čas dětí a mládeže;
- neuspokojivé vytváření, využívání a udržo-
vání materiálně technické základny;
- nedostatečná obsahová návaznost různých
výchovných systémů (škol, Mládež a kulta-
ra, PO SSM apod.) s výchovnými činnostmi
SSM, ROH, ČSTV, Svazarmu, SČSP, ČSČK
a dalšími organizacemi a institucemi.

V souvislosti s přijetím Zásad společenského
ovlivňování volného času dětí a dospívající
mládeže přijala vláda ČSR soubor opatření,
z nichž vyplývají pro státní orgány závazné
úkoly pro příští období. Soubor opatření je
i výzvou pro společenské organizace, aby se
přihlášily konkrétními činy k jeho plnění.

Doc. JUDr. M. Klusák dále upozorňuje, že
v jednom z bodů těchto „Zásad“ se říká:
„V souladu se schváleným programem ve vlá-
dě ČSR dne 13. února 1985 je nutno rozvíjet

u dětí a mládeže vědeckotechnické znalosti
a dovednosti s akcentem na jejich tvořivou
činnost a vytvářet pro tyto aktivity ve spoluprá-
ci s výrobními organizacemi potřebné materi-
ální předpoklady.“

A jak je známo, znalosti a dovednosti mláde-
že v jejím dospělejším věku mohou zejména
v elektronice vést k urychlení procesu elektro-
nizace v řadě odvětví národního hospodářství.

Na 15. zasedání ÚV KSČ dne 15. 6. 1985 řekl
mimo jiné generální tajemník KSČ s. G. Husák:
„Splnění všech našich záměrů je závislé pře-
devším na rozhodnějším a všestrannějším u-
platňování vědeckotechnického pokroku.
S tempem a šíří řešení tohoto strategického
úkolů nemůžeme být stále spokojeni. Musíme
vyvinout podstatně větší úsilí, abychom se
s požadavky vědeckotechnické revoluce rych-
leji vyrovnávali. Vyžaduje to klast vyšší nároky
na naši výzkumnou a vývojovou základnu
a uplatňování jejích výsledků v praxi, šíření
využívání i nejnovější poznatky světové vědy
a techniky, energičtější zavádění moderní, pro-
gresivní technologie a rozhodněji zajišťovat
masovou inovaci výrobků, kde jsou zvláště
velké nevyužitelné možnosti. Trvalou pozornost
je třeba věnovat zlepšovatelskému hnutí.“

Dále s. Husák připomíná: „Přijali jsme řadu
programů, které musíme důsledně uvádět do
žítosti. Jde především o jeden program,
o program elektronizace národního hospodář-
ství, automatizace, robotizace a zavádění
průmyslných výrobních systémů, o program ra-
cionalizace spotřeby paliv, energie, kovů a dal-
ších materiálů, o využití druhotných surovin,
o program rozvoje odvětví zabezpečujících
výživu lidí a rozvoje biotechnologií. Realizace
těchto programů předpokládá širokou účast
vědecké a technické inteligence a všestranné
využití tvůrčí iniciativy pracujících, je před
námi úkol posílit autoritu mistrů, inženýrů,
konstruktérů, technologů a zvýšit materiální
a morální stimulování jejich práce.“

Tvůrčí iniciativu pracujících nezískáme, po-
necháme-li lidi zbůhdarma utrácet volný čas,
ale naopak, jestliže je vhodnou, nenásilnou
formou – zájmovou činností, koníčkem – při-
vedeme ke zvyšování znalostí a vědomostí, ať
již samovzdělávací činností či studiem. V elek-
tronice to ovšem bez stavby či používání
elektronických zařízení a přístrojů není mož-
né. Ideologická a agitačně propagací hesla
zde selhávají (jak upozornil s. Gorbačov na
mítinku v Leningradě), nejsou-li podložena
materiálně technickým zabezpečením, a tím je
v elektronice součástková základna a publiko-
vání praktických námětů nejen pro amate-
rskou a zájmovou činnost, ale i pro tvůrčí
zlepšovatelské, konstruktérské či vynálezcké
aplikace. A jak je obecně známo, jak v součást-
kové základně, tak v publicitě z oblasti elektro-
niky máme nemalý dluh. Pokud jde o časopisy,
tak v Evropě jen v němčině vychází více než
třicet časopisů z elektronických odborností,
zabývajících se konstrukčními aplikacemi, za-
tím co u nás jsou to s celostátní působností ve
větším rozsahu pouze Amaterské radio a Sdě-
lovací technika. A ještě s tak omezeným nákla-
dem, že nestačí pokrýt ani zájem profesionál-
ních a odborných pracovníků, natož poptávku
širší veřejnosti se zájmem o elektroniku. Potře-
ba širší publicity, zejména v oblasti malé
výpočetní techniky a mikroelektroniky je podle
výsledků ankety AR (z března r. 1985) až
neudržitelná. Volají po ní nejen odborníci
z průmyslu různých odvětví národního hospo-
dářství, kde si elektronika proráží nezadržitel-

ně cestu i přes mnohé byrokratické zábrany, ale i široká, technicky zaměřená veřejnost.

Vzdýt elektronizace, tj. pronikání elektroniky do všech odvětví (a publicita vždy určovala rychlost pronikání a uplatňování nového) je novým faktorem současné etapy vědeckotechnické revoluce a měla by být podle závěrů XVI. sjezdu KSČ i 8. zasedání ÚV KSČ k vědeckotechnickému rozvoji jedním z určujících směrů při naplňování závěrů, zabezpečujících plánovitý a dynamický rozvoj národního hospodářství. V současné době již nejde jen o jednotlivé aplikace elektroniky, ale naopak o její hromadný průnik, který by měl mít za následek kvalitativní změnu výroby, technologie i služeb v celém národním hospodářství. Tento proces je charakterizován nejen změnou struktury výroby, ale i struktury sociálně ekonomických systémů a už nyní vyžaduje lidi připravené, znalé elektroniky.

Publicita odborných článků je jedna věc a možnosti praktického seznámení se s přístroji a zařízeními, případně i s návrhem na jejich řešení či konstrukci věc druhá. A není-li tato praktická aplikace umožněna, zájem rychle opadá a soustředí se na jiné, dostupnější, i když mnohdy nežádoucí směry, zejména u mladé generace. Má-li mít tedy zájem vzbuzený např. odborným časopisem trvalejší charakter, pak je třeba podpořit jej materiálně. V elektronice je to kromě finálních výrobků také široký výběr a prodej elektronických stavebních prvků – součástek a stavebnic. Podle programu elektronizace, který schválila vláda ČSSR v září 1984, nese za rozvoj materiálně technické základny zodpovědnost elektrotechnický průmysl. Od samého vzniku resortu FMEP je prosazován přednostní rozvoj výroby právě těchto elektronických součástek. Jejich výroba roste vysokým meziročním tempem, který u pasivních součástek pro elektroniku dosahuje 118,3 %, u polovodičových prvků 123,6 %, u mikroelektronických obvodů 155,4 % a vakuových prvků 122,3 %. V průměru je to zhruba 130 %, což není zrovna málo, ale v průmyslově nejvyspělejších státech dosahuje tento růst až 160 %.

V současné době se podílí elektronika 2,6 % na celkové průmyslové výrobě ČSSR a 9,2 % na strojírenské výrobě. V SSSR, NDR, MLR, BLR a také ve všech vyspělých nesocialistických státech přesahuje podíl elektroniky ve strojírenství 12 % (v USA činí v současné době 23 %). V BLR činí podíl elektroniky na celkové průmyslové výrobě 11 % a ve strojírenství více než 30 %.

Klíčový význam má elektronický průmysl jako dodavatel součástek, uzlů a systémů pro ostatní odvětví národního hospodářství, tedy jako kompletační odvětví. Dodávky československé elektroniky pro naše strojírenství představují 3,66 % strojírenských materiálových nákladů a včetně dovozu činí podíl elektroniky na materiálových nákladech strojírenství 5,06 %.

V průmyslově vyspělých zemích činí tento podíl 12 až 14 %, v některých oborech však i více než 20 %, a to při podstatně nižších cenách elektronických výrobků. Tyto údaje ukazují, že elektronizace československého národního hospodářství a především strojírenství má zatím značné rezervy.

Zatím se ukazuje, že k urychlení procesu elektronizace je potřebné zlepšit připravenost uživatelských odvětví, především kádrů, které musí přistoupit ke strukturálním změnám a soustředit síly na rozvoj takových oborů a oblastí, u nichž je záruka, že technickoekonomická úroveň finální produkce s aplikací elektroniky bude srovnatelná nebo i vyšší než světový průměr. Jsou to především obory obráběcích, tvářecích, textilních, polygrafických strojů a některých dalších vybraných

PŘÍJEM NA VKV A PŘIJÍMAČE VKV

Ing. Jan Klbal

Protože nedostatek součástek pro stavbu elektronických amatérských zařízení trvá a zájem o poznávání tajů elektroniky a radiotechniky zejména mezi mládeží neustále vzrůstá (svědčí o tom i značný zájem o individuální stavbu přijímačů pro příjem v pásmech VKV, které jsem v nedávné době publikoval – počet postavených přijímačů přesáhl deset tisíc), podnítilo mne to k myšlence vyřešit a navrhnout konstrukci přijímače pro příjem v pásmu VKV s minimálním počtem součástek. Výsledek předčlil všechna očekávání, neboť při experimentování se mi podařilo zjistit doposud neznámou vynikající vlastnost integrovaného obvodu TESLA MAA661 a to značný zisk (přes 60 dB) až do kmitočtu nad 120 MHz v zapojení pro něj zcela netypickém. Vznikla tak ctitlivá a výkonná „krystalka“ pro příjem v obou pásmech VKV s možností stereofonní reprodukce, za cenu nižší, než byla cena tohoto IO před zlevněním.

Stále širší okruh zájemců o příjem stereofonního rozhlasu v pásmech VKV hledá odpovědi na otázky šíření a příjmových podmínek na těchto pásmech, o čemž svědčí řada dotazů zejména z řad mládeže. Proto se k této problematice vracím v první části, ve které je také popsána stavba vhodných antén pro příjem v pásmech VKV. Protože je toto číslo určeno především mladším a začínajícím, je v další části obsáhlejší seznámení se s problematikou příjmu v pásmech VKV a několik slov o základních obvodech

přijímačů pro zpracování těchto signálů. Vlastní přijímač i se stereofonním dekodérem je pak popsán v konstrukční části.

Šíření velmi krátkých vln

Obecně je známo, že elektromagnetické vlny nad 50 MHz se od vln nižších kmitočtů liší převážně tím, že u nich nedochází k pravidelnému odrazu od horních ionizovaných vrstev atmosféry (ionosféry), ale že se dá k příjmu využít

strojírenských oborů, dále doprava, spoje a zemědělství. To úzce souvisí s přípravou nejen technologických pracovišť, ale i konstruktérů, kde musí mít své zastoupení ve větší míře než doposud i elektronici. Vzdýt s moderními technickými prostředky se mění smysl činnosti konstruktérů a projektantů. Jestliže dříve ztráceli čas rutinním kreslením dokumentace, nyní se mohou díky výpočetní technice zaměřovat na výběr optimální varianty řešení, a to z hlediska technického, ekonomického i bezpečnosti práce.

A časové úspory jsou skutečně obrovské. Treba ruční návrh desek s plošnými spoji pro elektronické systémy vyžadoval před lety průměrně 1380 hodin práce, ale při nasazení výpočetní techniky jde stejný návrh zvládnout za 130 hodin. Ale nejde jen o čas. Vícevrstvé spoje jsou dnes již tak složité, že je bez moderní techniky už prakticky ani nelze navrhovat.

Tuto moderní techniku musí však opět ovládnout lidé, kteří ji nejen znají, ale mají-li s ní úspěšně pracovat, je třeba, aby k ní měli více než jen pracovní vztah. Jestliže totiž máme možnost doma ve volném čase si na malém domácím mikropočítači odlaďovat vlastní programy, pak asi i v zaměstnání budeme ochotnější přijímat možnosti řešit pracovní problémy pomocí počítače. Nemáme-li tuto možnost a myslíme-li si navíc, že počítač je pouze na počítání, pak asi budeme mít o zavádění nové elektronicky řízené techniky malý zájem. To je také jedním z důvodů (kromě komerčních) značného rozšíření malé výpočetní techniky ve vyspělých kapitalistických státech, a s výukou už od mateřských škol s jejím používáním.

A v zájmové činnosti stavby elektronických obvodů, přístrojů a zařízení z diskretních součástek je tomu obdobně. Amatér-elektronik, znalý funkce elektronických součástek, může na svém pracovišti i v „neelektronickém“ zaměstnání mnohem snadněji přijít s novým

řešením či zlepšením než člověk, pracující bez hlubšího zájmu o věc.

K tomu je však třeba, aby diskretní součástky byly běžně dostupné, což se zatím nedá říci. I když výroba těchto součástek rychle vzrůstá, přesto je poptávka po nich stále neuspokojená. Rychlý nástup elektroniky a její aplikace má za následek značný nárůst jejich spotřeby a to nejen podniky elektrotechnického průmyslu, ale i mnozími družstvy a menšími organizacemi výrobního charakteru, které vyrábějí různá elektronická zařízení či doplňky, dále různá výzkumná a vývojová pracoviště atd. A všude tam je shánka po součástkách. Navíc jejich distribuce není jednotná, což opět nepřispívá k jejich snazší koupi. Něco se prodává v obchodních domech Prior, v Domácích potřebách, prodejnách různých organizací (DOSS aj.), druhojakostní a nadnormativní součástky lze nakoupit v Klénotech aj., zatímco v základní prodejní organizaci, která by měla být prvořadým prodejcem pro spotřebitelskou veřejnost – podniky TESLA ELTOS – často nemají ani ten nejzákladnější sortiment součástek, i když se její vedoucí mnohdy maximálně snaží o jejich zabezpečení pro prodej. Řada podniků a organizací také nakupuje ve větším i v prodejní síti, čímž rovněž rychle odčerpá prodejnou objednané a ji dodané zboží.

Pro zlepšení distribuce součástek proto koncernový podnik TESLA-ELTOS uvažuje jak o sjednocení jejich prodeje, tak i o zvýšení objemu součástek dodaných na trh především jejich zajištěním dovozem ze SSSR a dalších socialistických států. O neutešené situaci v zásobování součástkami se tedy ví a jsou ty nejlepší snahy co nejdříve zajistit její zlepšení a tím i uspokojení zájemců o jejich koupi.

Je to také jeden z úkolů v období před nadcházejícím XVII. sjezdem KSČ.

Ing. Jan Klbal

pouze vln povrchových. Na tyto vlny, šířící se při povrchu země či v malých výškách nad ním, má značný vliv okamžitý stav spodních vrstev atmosféry, určený meteorologickými podmínkami, který může způsobit jejich odklon od přímočarého směru. Tento odklon může být v některých případech prospěšný, v jiných naopak.

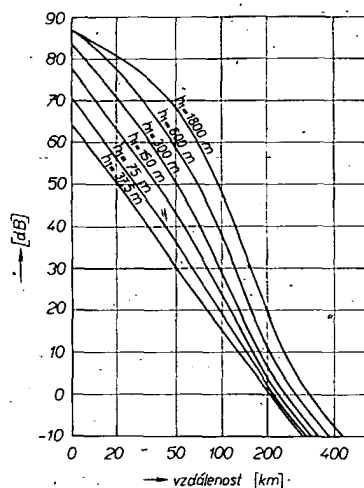
Z teorie šíření velmi krátkých vln víme, že se šíří ve vzduchoprázdném prostoru přímočaře konstantní rychlostí rovnou rychlosti světla. V prostředí s permitivitou (dielektrickou konstantou) větší než jedna se šíří rychlostí menší. Podle Fermatova principu se šíří elektromagnetické vlny z jednoho místa do druhého pokud možno v co nejkratším čase, to znamená, že se nemusí šířit po přímkách, ale po obecně zakřivených drahách tak, aby procházely místy, ve kterých je rychlost elektromagnetických vln větší. Vlny se tedy zakřívují směrem do prostředí, ve kterém je permitivita menší (blíže k jedné). Permitivita vzduchu je asi 1,0003 a je závislá na atmosférickém tlaku, na teplotě a vlhkosti vzduchu; tyto parametry se mění s výškou nad zemí. I když absolutní změny permitivity vzduchu jsou velmi malé, stačí k tomu, aby se elektromagnetické vlny, které nejsou kolmé k vzduchovým vrstvám, nešířily přímkově, ale procházely delšími drahami, danými lomem.

S velikostí permitivity je spjata i velikost indexu lomu; mění se tedy s uvedenými veličinami také index lomu. Četnými aerologickými měřeními v dřívějších letech bylo zjištěno, že v atmosféře existuje velké množství tenkých (stovky metrů) stabilních vrstev, tzv. listů, mezi nimiž může vzniknout dostatečně velký teplotní skok. Zjednodušeně si můžeme představit, že atmosféra je složena z jednotlivých vrstev s jednotkovou výškou, jejichž index lomu se bude postupně měnit o vertikální gradient. To znamená, že u rozhraní jednotlivých vrstev můžeme mluvit o změně indexu lomu tak, jak jej známe z optiky při přechodu paprsku do jiného prostředí. Dochází tedy na tomto dielektrickém rozhraní k lomu elektromagnetických vln, které se pak šíří křivočaře.

Při praktickém zjišťování drah paprsku s přihlédnutím k jeho zakřivení se zavádí pojem efektivního poloměru Země. Touto úpravou se mění dráha paprsku na přímočovou a zvětšuje se poloměr Země. Potom můžeme stanovit poměr efektivního poloměru Země k jejímu skutečnému poloměru. Vlivem změn teploty, tlaků a vlhkosti a to hlavně s výškou se mění zmíněný poměr a jeho velikost podléhá neustálým nahodilým výkyvům jak okamžitým (desetiny vteřiny až minuty), tak i dlouhodobým (denní, měsíční, roční výkyvy). V určité oblasti výšek může být poměr konstantní, nebo téměř konstantní jen za velmi příznivých vztahů mezi tlakem, teplotou a vlhkostí v závislosti na výšce. Za běžných meteorologických podmínek se tento poměr mění s výškou podle velmi složitých závislostí.

Šíření VKV za obzor

Při sledování vlastností šíření velmi krátkých vln rozlišujeme dvě hlavní příjmové oblasti. První je oblast přímé viditelnosti, tj. oblast, v níž lze vysílat i přijí-



Obr. 1. Intenzita pole v dB vztahovaná k $1 \mu\text{V/m}$ v 50 % přijímaných míst s 50 % dobou výskytu. Výška vysílací antény je označena symbolem h_1 .

maci místo spojit v prostoru přímkou (jde tedy o oblast nad horizontem). V této oblasti ovlivňují přijímaný signál převážně vlastnosti přímého šíření elektromagnetické energie a odrazy od země a překážek.

Druhou oblastí je oblast pod horizontem, v níž se uplatňují hlavně vlivy ohybu a refrakce vln. Horizontem se zde rozumí tzv. rádiový horizont, který je transformován do běžných přímkových optických vztahů při upravené velikosti zemského poloměru. Nutnost změnit pro teoretický výklad délku zemského poloměru je způsobena rozdílným indexem lomu vlivem nehomogenity atmosféry. Poloha rádiového horizontu je tedy závislá na okamžité meteorologické situaci mezi vysílačem a přijímačem.

Rádiový horizont se obvykle považuje za hranici maximálního spolehlivého příjmu signálů na VKV. Tím ovšem není řečeno, že ve větších vzdálenostech od vysílače není příjem možný. Vlivem atmosférické refrakce se energie elektromagnetických vln šíří i pod rádiový horizont. Je-li výkon vysílače značný, může být i v oblastech pod horizontem přijatelný signál zaručující dobrý příjem na kvalitním přijímači. Je ovšem samozřejmé, že útlum se zde zvětšuje mnohem rychleji se vzdáleností od vysílače, než v oblasti nad rádiovým horizontem. Vzhledem k působení několika činitelů na šíření vln je určení střední výsledné intenzity pole v místě příjmu za horizontem obtížnější a je nutno použít jiné metody a způsoby k jeho určení, než jaké se používají při zjišťování signálů v oblasti přímé viditelnosti. Metodou zjišťování výsledného signálu v oblasti za rádiovým horizontem se zde zabývat nebudeme, výsledné údaje z výzkumů a měření jsou na obr. 1, na němž jsou křivky určující průměrnou intenzitu pole v dané vzdálenosti od vysílače. Podkladem k sestavení grafu byla dlouhodobá měření. Křivky udávají intenzitu pole v dB, vztahovanou k intenzitě pole $1 \mu\text{V/m}$ v 50 % příjmových míst s 50 % dobou výskytu. Křivky jsou udány pro typizované výšky vysílací antény a pro „rádiovou“ výšku přijímací antény 10 metrů (viz dále) a pro kruhovou vyznačovací charakteristiku antény vysílače s efektivním výkonem 1 kW.

Výsledná intenzita pole je v tomto grafu udána poměrem vyjádřeným v dB. Pro vyzářený výkon 1 kW odpovídá intenzitě pole v místě příjmu $1 \mu\text{V/m}$ hodnota 0 dB; 20 dB odpovídá intenzitě pole $10 \mu\text{V/m}$. Má-li vysílač jiný výkon, pak výkonový poměr v dB odečteme, případně přičteme k uvedenému údaji. Tak např.: z grafu jsme přečetli intenzitu pole 6 dB, má-li však vysílač výkon 100 kW, je rozdíl ve výkonech (vzhledem k 1 kW) 20 dB; výsledná intenzita pole by měla být 26 dB, čemuž odpovídá intenzita pole $20 \mu\text{V/m}$.

Za běžných podmínek se elektromagnetické vlnění v pásmu velmi krátkých vln šíří za obzor:

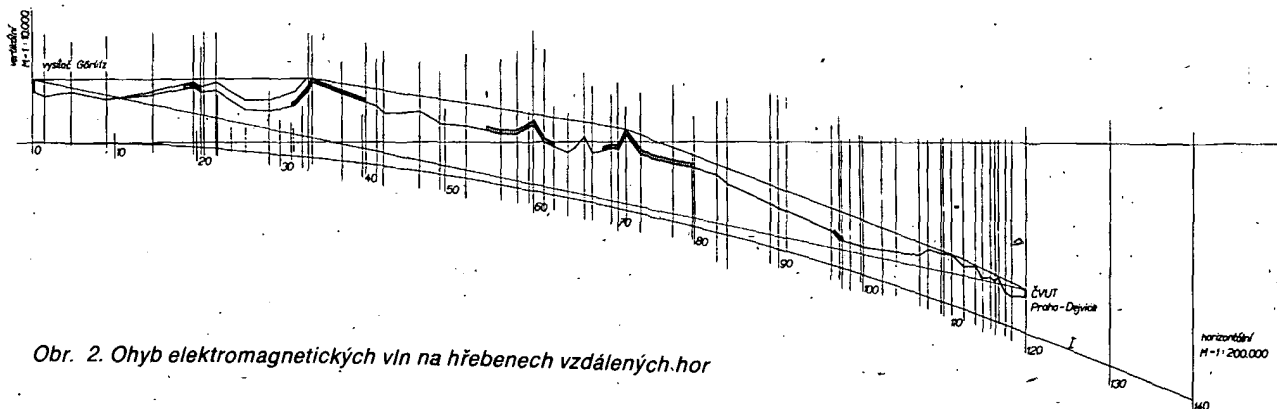
1. Rozptylem a odrazem v troposféře i lomem v dolních vrstvách atmosféry. Protože tento způsob šíření za obzor je v našich podmínkách nejčastější, ještě se k němu vrátíme.

2. Odrazem od mimořádné vrstvy E. Dosáhne-li vrstva E dostatečné hustoty, může odrážet signály kmitočtů až do 100 MHz. V těchto případech je možný přenos signálů odrazem do vzdálenosti 600 až 2400 km. Tyto podmínky se vyskytují častěji blíže rovníku a mnohem méně směrem k zemským pólům. V našich krajích se vyskytuje obvykle v horkých letních měsících. Intenzita pole při tomto odrazu bývá značná (až +40 dB proti běžnému rozptylu). I velmi vzdálené stanice lze pak kvalitně přijímat v době od několika minut do několika hodin.

3. Rozptylem a odrazem od ionizovaných stop atomů (vzniklých na dráze meteoritů meteoritických rojů, na dráze blesku při bouři) či od polární záře (při vniku meteoritu do horních vrstev atmosféry se atomy ionizují vlivem vzniklého tepla – odtržení vnějších elektronů). U meteorických rojů mohou být tyto ionizované stopy tak husté, že mohou po určitou dobu VKV odrážet. Obdobné odrazy vznikají od polární záře. Pro využití tohoto způsobu šíření vln je třeba použít speciálně uzpůsobená a tedy i nákladná zařízení, která jsou pro běžný příjem rozhlasových pořadů pro svoji výjimečnost nevhodná.

4. Ohybem. Ohyb VKV za obzor je poměrně malý, neboť intenzita pole elektromagnetických vln se při ohybu okolo hladké stejnorodé zemské koule se zvyšujícím se kmitočtem a vzdáleností za obzor velmi rychle zmenšuje. Výrazněji se ohyb projeví pouze v případě, přechází-li vlna přes ostrý a vysoký horský hřebec.

Ostré pohoří mezi vysílačem a přijímačem může „způsobit“ trvalý kvalitní signál i ve větších vzdálenostech (okolo 200 km). Je tomu tak u některých východoněmeckých stanic při jejich příjmu v Praze. K ohybu dochází na vrcholcích Krušných hor a Českého středohoří a do místa příjmu ve velké vzdálenosti za horizontem se dostává vlna přímá, nikoli vlna odražená od horních vrstev atmosféry. Tento signál pak podléhá meteorologickým vlivům jen velmi málo. Díky značné členitosti povrchu a hornatému pohraničí naší republiky je v místech, kde by se nepředpokládala kvalitní příjem VKV, nádeje na zachycení přímé vlny vzdálených stanic VKV.



Obr. 2. Ohyb elektromagnetických vln na hřebenech vzdálených hor

Na obr. 2 je znázorněn řez trasou mezi anténou vysílače Görlitz v NDR a přijímací anténou, umístěnou na střeše budovy elektrotechnické fakulty ČVUT v Praze-Dejvicích. Z profilu trasy je jasně patrný ohyb na hřebenech zmíněných hor, pomocí něhož se dostává signál tohoto vysílače do Prahy. Průměrná intenzita pole měřená na střeše budovy ČVUT se pohybovala mezi 30 až 50 $\mu\text{V}/\text{m}$ bez větších výkyvů (viz dále).

I když uvedený případ nemusí být výjimkou, přesto bude na větší části naší republiky záviset kvalita příjmu vzdálených vysílačů hlavně na okamžitém stavu atmosféry v prostoru mezi vysílačem a přijímačem, jejíž okamžité vlastnosti jsou určovány meteorologickou situací.

Meteorologická situace

Z toho, co již bylo uvedeno, vyplývá, že okamžitá intenzita elektromagnetického pole při dálkovém příjmu signálů velmi krátkých vln je nejen závislá na výkonu vysílače, zisku přijímače a zisku vysílací a přijímací antény, ale také – a to v převážné míře – na meteorologické situaci v oblasti přenosové cesty signálu. Ta může mít charakter ustáleného stavu atmosféry nebo, což je velmi časté, podléhá značným výkyvům. Za ustáleného stavu atmosféry lze šíření velmi krátkých vln rozdělit na šíření pomocí atmosférického lomu a na šíření troposférickým rozptylem. Signál získaný troposférickým rozptylem je méně vhodný pro trvalý příjem, neboť se vyznačuje velmi častými úniky.

Kupovitá oblačnost, bouřky a přehánky svědčí o labilitě ovzduší a tedy o větší četnosti úniků v příjmu. Změňující se dohlednost svědčí naopak o malé turbulenci a tím i o ustáleném signálu na vstupu přijímače.

Pro šíření VKV má však daleko větší význam opačný případ popsaného stavu atmosféry, totiž naprostá stabilita ovzduší, která se projevuje tvořením optimálních podmínek pro vznik atmosférického lomu a tím i příjmových podmínek trvalejšího rázu.

Atmosférický lom

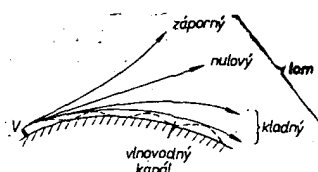
Za stálých meteorologických podmínek, tj. v klidném vzduchu, při běžném průběhu teploty, tlaku a vlhkosti ve střed-

ních zeměpisných šířkách (ČSSR), lze průměrný stav atmosféry charakterizovat pojmem „standardní atmosféra“. Standardní atmosféra vyjadřuje vztah mezi výškou a tlakem za určitých podmínek:

1. Atmosféra obsahuje pouze suchý vzduch stejného složení jako u zemského povrchu.
2. Za nulovou výšku se považuje střední mořská hladina, na níž je tlak 760 mm při teplotě 15 °C.
3. Teplotní gradient v troposféře se rovná 0,65 °C na 100 m; tomuto průběhu teploty odpovídá lineární průběh indexu lomu s gradientem $g = -4 \cdot 10^{-8}/\text{m}$.

Na základě těchto předpokladů lze pak jednoznačně přiřadit určité výšce určitý atmosférický tlak, případně též teoretický průběh teploty. Dojde-li v určité vrstvě atmosféry ke změně velikosti některé z uvedených veličin (proti běžnému průběhu), dojde ke změně v indexu lomu a tím také ke změně permittivity v této vrstvě. Důsledkem těchto jevů jsou změněné podmínky pro šíření VKV.

Pro objasnění lze různé průběhy atmosférického lomu rozdělit do tří základních typů: záporný, nulový a kladný atmosférický lom (obr. 3).



Obr. 3. Typické případy atmosférického lomu

Záporný atmosférický lom vzniká, jestliže se index lomu zvětšuje s výškou, tj. je-li gradient lomu větší než nula a tím také převrácená hodnota poměru mezi efektivním a skutečným poloměrem Země (označuje se malým k) je větší než jedna. Efektivní poloměr Země je tedy menší než skutečný. Za tohoto stavu dolních vrstev atmosféry se velmi krátké vlny vychylují směrem nahoru, oddalují se od zemského povrchu a dosažitelná vzdálenost příjmu signálů se menší.

Při nulovém atmosférickém lomu je gradient roven nule a koeficient k je roven jedné. Efektivní poloměr Země je v tomto případě shodný se skutečným zemským poloměrem; dráha paprsku vlny je přímou čarou a teoretický dosah VKV je do vzdálenosti přímé viditelnosti.

Z hlediska dálkového příjmu je nejvýhodnější kladný atmosférický lom. Nastává tehdy, jestliže velikost gradientu indexu lomu přejde do záporných hodnot

(menší než nula), koeficient k se blíží k nule a efektivní poloměr Země se proti skutečnému zvětšuje. Jelikož tento typ lomu zaujímá velmi širokou oblast jak z hlediska šíření VKV, tak i z hlediska meteorologického, bude vhodné jej podrobněji rozčlenit na standardní lom, kritický lom a vlnovodný kanál.

Standardní atmosférický lom je považován za průměrnou hodnotu a je odvozen ze standardní atmosféry. Efektivní poloměr Země je roven čtyřem třetinám skutečného poloměru; je to přibližně 8500 km. Jako průměrný stav je používán při empirických výpočtech dálkového šíření VKV.

Klesá-li index lomu s výškou rychleji než při středním stavu atmosféry, dojde při určité velikosti gradientu k podmínkám, za kterých je zakřivení paprsku elektromagnetické vlny takové, že probíhá rovnoběžně se zemským povrchem. Ekvivalentní poloměr Země je nedefinovatelný, poloměr zakřivení paprsku je shodný s poloměrem zemským, paprsek zachovává nezměněnou výšku nad zemí. Pro tento tzv. kritický lom je charakteristická náhlá změna některé meteorologické veličiny v závislosti na výšce v celé oblasti mezi vysílačem a přijímačem. Vlivem této náhlé změny dochází v určité výšce k rozhraní vzduchových hmot o různé permittivity a tím je také index lomu výraznější. Tento stav může trvat několik hodin.

Klesá-li index lomu rychleji než v případě kritického lomu, vytváří se tzv. vlnovodný kanál. Pak se vytvoří v určité výšce nad terénem ostré rozhraní vzduchových hmot; na tomto rozhraní se elektromagnetické vlny odrážejí a vracejí se k zemskému povrchu, kde dochází k novému odrazu. Pochod se může několikrát opakovat – vzniká vlnovodný kanál. Za tohoto stavu má ekvivalentní poloměr Země zápornou hodnotu, zemský povrch je jakoby vyduť. I tento stav atmosféry může trvat několik hodin.

Troposférický rozptyl

Výše popisované stavy atmosféry mají charakter spíše dlouhodobější, desítky minut, hodiny a ve zvláštních případech i několik dní. Krátkodobé poruchy stavu atmosféry (vteřiny, minuty) jsou charakterizovány místní nehomogenitou ovzduší v troposféře. Příčinou vzniku těchto nesořodostí je vířivý pohyb vzduchu způsobený nerovnoměrným oteplením zemského povrchu. Uvnitř proudu vzduchu s průměrnou rychlostí mohou existovat značné lokální odchylky okamžité rych-

losti a směru pohybu. Vzniká víření vzduchu (turbulence), které má rychlost rozdílnou od rychlosti průměrné. Pohybuje se od několika cm do desítek metrů za vteřinu. Rovněž rozměry těchto turbulentních vírů jsou značně rozdílné a mění se až o několik řádů. Víření souvisí i s kolísáním teploty v jednotlivých bodech uvnitř vířícího prostoru a tedy i s kolísáním indexu lomu, který způsobuje rozptyl elektromagnetických vln – tzv. troposférický rozptyl. Charakteristickou oblastí turbulence jsou spodní vrstvy atmosféry, které se nejvíce uplatňují při šíření VKV.

Intenzita elektromagnetického pole

ve větších vzdálenostech od vysílače je tedy dána vektorovým součtem intenzit polí, vzniklých lomem a rozptylem ve spodních vrstvách troposféry. Převažuje-li troposférický rozptyl, pak je intenzita pole značně proměnná ve velmi krátkých časových úsecích. Jde-li naopak o převažující vliv atmosférického lomu, je střední intenzita větší a výkyvy, vzniklé turbulence se v přijímači s dobrým AVC neprojeví.

Výsledná intenzita přijímaného signálu se tak bude s časem více či méně měnit, ale dlouhodobě uvažovaná střední hodnota intenzity pole bude poměrně stálá a její velikost bude především určovat souhrn parametrů vysílače a přijímacího systému. Tato střední hodnota intenzity pole zvoleného vysílače v místě příjmu bude nakonec rozhodující, zda má být vůbec vyvinuto patřičné úsilí pro budování anténního systému, případně pro pořízení drahého přijímače pro příjem VKV v požadovaném pásmu.

Určení střední hodnoty intenzity pole vysílače platí pro standardní atmosférický lom – pro ustálené meteorologické situace. Ty však obvykle v našich zeměpisných šířkách podléhají častým výkyvům a proto je takto získaná střední intenzita pole pouze teoretickou informační hodnotou.

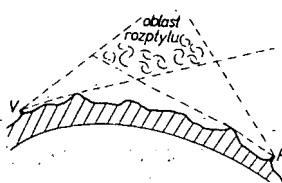
Meteorologické jevy a děje, mající podstatný vliv na šíření velmi krátkých vln ať již lomem či rozptylem v troposféře, můžeme rozdělit do dvou základních skupin, podmíněných:

- podmínkami stability ovzduší,
- synoptickou situací.

V dalším si je podrobně rozebereme jak z hlediska mechanizmu šíření VKV, tak i z hlediska meteorologického.

Stabilita ovzduší

Změny intenzit pole vlivem nestability ovzduší jsou malé. Vertikální pohyby vzduchu vytvářejí nepříznivé podmínky pro šíření lomem, ohybem či odrazem, neboť elektromagnetická energie je rozptylována atmosférickou turbulence, která vzniká neuspořádanými pohyby vzduchu, způsobenými především nerovnoměrným oteplováním zemského povrchu Sluncem. Termická turbulence se nejčastěji vyskytuje v přízemní vrstvě od zemského povrchu až po horní hranice kupovitě oblaků (do výšek 2 až 4 km). Jsou to v podstatě vzestupné a sestupné proudy o vertikální rychlosti řádově m/s. Někdy vzniká instabilní zvrstvení v celé tloušťce troposféry a pak vzniká kupovitá



Obr. 4. Šíření elektromagnetických vln troposférickým rozptylem v atmosféře mezi vysílačem a přijímačem

oblačnost, jejíž vrcholky prorážejí tropopauzu; pak se můžeme s aktivní turbulence setkat ve všech vrstvách troposféry.

Pro šíření troposférickým rozptylem (obr. 4) je důležitá intenzita turbulence a průměrná doba jejího trvání (intenzivní turbulence vyvolává velké změny intenzity signálu). V oblačnosti typu Cb (cumulonimbus) jsou obvykle značné vertikální rychlosti (desítky metrů za sekundu), zatímco v oblačnosti Cu (cumulus) jsou obvykle rychlosti řádu metrů za sekundu. Turbulence pod kupovitou oblačností bývá obvykle slabší než uvnitř této oblačnosti. Ve vyvíjející se kupovité oblačnosti je turbulence značná. V denním chodu začíná termická turbulence v dopoledních hodinách v přízemní vrstvě po jejím prohřátí Sluncem a rozpadu noční stabilní přízemní vrstvy. Postupně sílí a maxima dosahuje v dopoledních hodinách. V této době též dosahuje turbulentní vrstva největší vertikální mohutnosti. Před západem Slunce začíná turbulence od Země slabnout a po západu obvykle zaniká. Jen v oblačnosti typu Cb se s ní můžeme setkat i v noci.

V průběhu roku je výskyt termické turbulence nejčastější a nejmohutnější na jaře a v létě; na podzim a v zimě jak její četnost, tak i intenzita značně poklesnou. Termická turbulence je intenzivnější nad kopcovitým terénem než nad rovinou, protože nad kopcovitým terénem vlivem turbulence mechanické stačí ke vzniku konvekce i podmíněná instabilita. Termická turbulence se může vyskytnout ve vrstvách atmosféry (do 3 km) i za zcela jasného počasí.

V místě příjmu, kde je zvýšené blízké okolí (vysoký horizont), stoupá procento rozptylového šíření na celkovém přijatém signálu.

Kupovitá oblačnost, bouřky a přehánky, svědčí o labilitě ovzduší a tedy o značné turbulence. Snižující se dohlednost svědčí naopak o turbulence malé; v blízkosti frontálního systému se turbulence zvětšuje.

Z hlediska šíření VKV však má daleko větší význam opačný případ, tedy naprostá stabilita ovzduší, která se projevuje nejen zmíněným potlačením podmínek pro vznik termické turbulence, ale i vytvořením optimálních podmínek pro vznik vlnovodného kanálu.

Teplotní inverze

Za běžného stavu atmosféry teplota s výškou klesá. Pouze při zvláštních meteorologických podmínkách nastává v určitých výškách nad zemí jev opačný. Vzniká rozhraní dvou, případně několika vzduchových vrstev nad sebou, v nichž se stabilizuje teplota vzduchu s průběhem



Obr. 5. Vliv teplotního rozhraní mezi dvěma vzduchovými vrstvami – teplotní inverze – na šíření VKV. Na obrázku jsou dva případy velmi výrazného teplotního rozhraní, čili vznik dvou vlnovodných kanálů, jednoho v přízemní vrstvě, druhého v určité, nevelké výšce nad zemským povrchem

opačným (obr. 5). Dobře vyvinutá inverze značně tlumí vertikální pohyby vzduchových hmot, brání výměně tepla mezi jednotlivými vrstvami a rovněž turbulence je obvykle nepatrná. Vlivem této teplotní inverze dochází k náhlé změně indexu lomu, což má za následek ohyb, případně i lom elektromagnetických vln.

Teplotní inverze bývají velmi často příčinou vzniku dobrých podmínek pro šíření VKV na dobu až několik hodin. Vznikají nejčastěji v nočních hodinách, kdy zemský povrch vyzařuje teplo, ochlazuje se a ochlazuje odspodu nejnižší vrstvy atmosféry. Mluvíme pak o tak zvaném radiacním (vyzařovacím) typu inverze.

Kromě těchto radiacních inverzí se setkáváme ještě se dvěma významnými typy: jsou to inverze advekční, vznikající přílivem teplejšího vzduchu nad prochladlým zemským povrchem, a inverze subsidenční, podmíněná adiabatickým ohřevem vzduchových vrstev, sesedajících se v oblasti tlakové výše (anticyklony). U teplotní inverze rozlišujeme podle výšky dva základní typy: inverzi výškovou a inverzi přízemní.

Přízemní inverze, která se vyskytuje poměrně často, vzniká nejčastěji ochlazením teplého vzduchu zdola, např. vyzařováním tepla zemského povrchu v noci, spotřebou skupenského tepla na vypařování vody, tání sněhu a ledu atd.; výška těchto inverzních vrstev dosahuje většinou 200 až 400 metrů, takže mají pouze menší význam pro dálkové šíření velmi krátkých vln. Méně často vznikají při pohybu teplého vzduchu nad chladným povrchem Země (advekční inverze).

Pro příjem ve větší vzdálenosti mají podstatně větší význam inverzní vrstvy ve výškách nad 500 m. Pod základnou této inverze se obvykle tvoří vrstevnatá oblačnost nebo i mlha. Tyto inverze mohou vzniknout buď advekci, nebo za anticyklonálních podmínek, při nichž dochází k subsidenci vrstev vzduchu a jejich adiabatickému oteplení. Tyto inverze někdy vznikají také nad méně transparentními vrstvami oblaků (případně aerosolu), neboť kapky vody či pevné částice se mohou ve slunečním záření oteplít více než okolí vzduchu. Na rozhraní oblaků nebo mlhy dochází dále vlivem silného skoku vlhkosti k další nehomogenitě, která zvětšuje index lomu.

Inverze, u nichž vlhkost s výškou velmi silně vzrůstá, vytvářejí, jak již bylo řečeno, velmi často vlnovodné kanály. Tyto inverze se tvoří většinou v malých výškách nad zemským povrchem. Vyskytne-li se náhodně tato inverze ve větší výšce, dojde pak k podmínkám stabilního příjmu na

značnou vzdálenost. Vznikne-li vlnovodná inverze v malé výšce, vytvoří se vlnovod mezi touto inverzí a zemským povrchem. Pomocí tohoto vlnovodu může rovněž dojít k příjmu na značnou vzdálenost. Tento příjem je ovšem možný pouze do určité nadmořské výšky přijímače. Může tak vzniknout velmi zvláštní situace, kdy na vyvýšeném místě, které je nad touto inverzí (vyšší kopec) příjem vzdáleného vysíláče není, zatímco pod kopcem je příjem velmi kvalitní. Při výškové inverzi může naopak dojít k vytvoření vlnovodu v této vrstvě, a pak, je-li spodní okraj inverze dostatečně nízký, je možno zachytit signál vzdáleného vysíláče pouze ve větších nadmořských výškách. Proto při krátkodobých spojeních na amatérských pásmech VKV neplatí vždy zásada, že největší dosah spojení je z kopců. Při volbě umístění stanice (pro krátkodobé spojení) je tedy dobré přihlídnout také k meteorologické situaci, zda se netvoří přízemní vlnovody (např. rozsáhlá oblast pokrytá mlhou s ostrým ohraničením v malé výšce).

Synoptická situace

Ve spojitosti se subsidenčními inverzemi jsme se zmínili o jejich vztahu k anticyklonám. To již představuje jednu z vazeb podmínek šíření VKV na synoptickou situaci. V tlakové šíři (cykloně) a brázdě nízkého tlaku převládají vlivem konvergence proudění při zemi výstupní pohyby, které vedou k tvorbě oblačnosti. Typická je oblačnost se srážkami. Druh a intenzita oblaků závisí na stadiu vývoje cyklony a na vývoji jejího frontálního systému. Brázdy nízkého tlaku jsou charakterizovány velkou oblačností a zejména na jaře četnými bouřkami. Při výskytu tlakové níže v oblasti přenosu signálu vzniká výstupem vzduchových hmot prostor se záporným atmosférickým lomem. Šíření VKV na větší vzdálenosti je tím i doprovodnou turbulentní teoreticky i prakticky značně omezeno (obr. 6a).

Anticyklona a hřeben vyššího tlaku mají převládající sestupné proudy, které brání vzniku vzestupných pohybů oblačnosti, kterou rozpouštějí. Jelikož v tlakové výši existuje sesedání studených vzduchových hmot, vyskytuje se ve všech typech

anticyklon (zvláště v jejich západní polovině) jedna nebo i více inverzních vrstev. V zimním období se obvykle pod nejnižšími inverzemi tvoří silná kouřma, případně mlhy. Je-li ve výškové oblasti mezi vysíláčem a přijímačem vysoký tlak, je velká pravděpodobnost zlepšení příjmu. Toto zlepšení je způsobeno tím, že subsidenční inverze v oblasti vysokého tlaku vytváří vypouklý prostor, kde na rozhraní dochází ke zvětšení indexu lomu a tím i k odrazům elektromagnetické energie (kladný atmosférický lom). Je-li tato tlaková výše ve vhodném místě a působí jako reflektor, pak se podstatně zlepši příjem (obr. 6b).

Přechod frontální poruchy

Je v podstatě opět charakterizován teplotní inverzí, která však na rozdíl od předchozích je skloněna od Země do určité výšky a postupuje ve směru přechodu frontálního systému. Vznikne tak v podstatě odrazná plocha, od které se při jejím vhodném postavení energie vyslaná vysíláčem odráží směrem k přijímači. V těchto případech dosahuje pole v místě příjmu značných intenzit i na extrémně velké vzdálenosti.

S přibližováním teplé fronty ve vzdálenosti 600 až 1000 km pod její přízemní polohou se tvoří oblačnost, která se postupně snižuje a houstne se základnou ve výšce 100 až 1000 metrů. První dešťové srážky se začnou objevovat 200 až 400 km před postupujícím frontálním systémem. V této době je zvláště vhodné uskutečňovat spojení na větší vzdálenosti (do 500 km i více) ve směru postupující fronty (obr. 7a). Po přechodu této fronty (prudký pokles tlaku) dochází obvykle k úplné ztrátě spojení i v případě nepřítěsných vzdálených stanic, neboť dochází ke stejnému úkazu, jako v případě nízkého tlaku, totiž k zápornému atmosférickému lomu.

Při postupu studené fronty směrem od přijímače k vysíláči vznikají v příjmu signálu značné výkyvy. Je to způsobeno skutečností, že studená fronta je spojena s pásmem velmi aktivní turbulence, o které svědčí časté přeháňky a bouřky. Ta pak způsobuje rychlé změny indexu lomu a tím i značné kolísání intenzity pole. Po přechodu studené fronty za vysíláče může při jejím vhodném postavení dojít k výraznému zlepšení příjmu obvykle proto, že za studenou frontou se rozšiřuje oblast vysokého tlaku se všemi příznivými průvodními jevy (obr. 7b). Jen zřídka způsobuje zlepšení příjmu přímý odraz od frontální inverze. Studená fronta je obvykle charakterizována oblačností v poměrně úzkém a rychle postupujícím pásu, rozprostírajícím se (ve srovnání s teplou frontou)

v těsné blízkosti průsečíku frontálního a zemského povrchu.

V případě okluzní fronty dochází ke spojení oblačných systémů studené a teplé fronty. Podle rozdílu teplot studeného vzduchu za studenou frontou a před teplou frontou převládá charakter jedné z nich. Podle toho se také řídí její vliv na šíření velmi krátkých vln. Tyto frontální systémy se hlásí trvalými srážkami asi 200 km před příchodem; při přechodu přechází déšť v přeháňky, někdy i bouřky, pokud se neprojeví jen zvětšením oblačnosti.

Měření intenzity pole

Pro praktickou ilustraci toho, co bylo řečeno o vlivu meteorologické situace na šíření VKV, je dále ukázka z měření intenzity pole vybraných vysíláčů v pásmu 90 až 100 MHz, které jsem před časem dělal na střeše fakulty ČVUT v Praze Dejvicích. Signál stanice byl průběžně po několik týdnů registrován a záznam se porovnával s meteorologickou situací v oblasti mezi vysíláčem a přijímačem v době přenosu signálu.

Měření intenzity v elektromagnetickém pole umožnilo vytvořit si obraz o šíření VKV v prostoru mezi vysíláčem a přijímačem. Z výsledků měření lze usuzovat na vliv prostředí i tvaru zemského povrchu na šíření elmag. vln a na jakost přijímaného signálu.

Působením elmag. energie z vysílací antény se v přijímací anténě indukuje vlnové napětí. Velikost tohoto napětí je závislá na intenzitě elmag. pole v daném místě, na vlastnostech přijímací antény, napáječe a na poloze a orientaci této antény v prostoru vzhledem k tomuto poli. Abychom mohli určit jeho intenzitu, stačí znát výstupní napětí z antény, její zisk a orientaci. Anténu obvykle orientujeme tak, aby maximum jejího vyzařovacího diagramu směřovalo k vysíláči.

Měřicí anténa pro VKV musí mít přesný rozměr, odpovídající měřenému kmitočtu. Jako referenční antény je nutno použít půlvlnný dipól. V případě, že se použije jiný typ antény, je nutno přepočítat výslednou intenzitu pole tak, jako by byl použit k měření půlvlnný dipól. Mezi intenzitou pole a napětím naměřeným na půlvlnném dipólu platí vztah

$$E = \frac{U}{h_{el}} \quad [V/m; V, m];$$

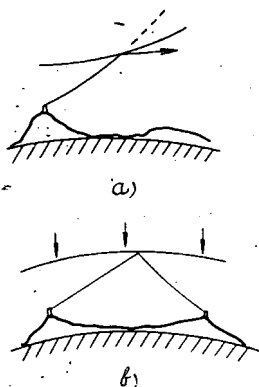
kde E je intenzita pole,
 U napětí na výstupu měřicí antény – dipólu (naprázdno),
 h_{el} efektivní výška měřicí antény.

Efektivní výška půlvlnného dipólu naprázdno je

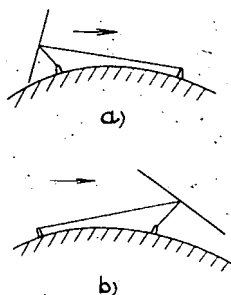
$$h_{el} = \frac{\lambda}{\pi} \quad [m].$$

Připojením vstupu přijímače s impedancí stejnou jako má anténa (bez výsledné jalové složky), tj. při optimálním přizpůsobení vstupu antény (rozumí se i napáječe) je

$$h_{el} = \frac{\lambda}{2\pi}$$



Obr. 6. Lom a) záporný, tlaková níže, b) kladný, tlaková výše



Obr. 7. Odras signálů od postupující a) teplé fronty, b) studené fronty

Pro měření velmi slabých elmag. polí je výhodné použít anténní soustavy, neboť jedině ty dávají dostatečné napětí (na výstupu) U_p . Je ovšem třeba provést přepočet na napětí, které bychom dostali z půlvlnného dipólu podle vztahu

$$U = \frac{U_p}{A_p}$$

kde A_p je zisk antény (vzhledem k dipólu).

Použitá anténní soustava musí být umístěna tak, aby byla co nejdále od rušivých předmětů v okolí. Jsou-li tyto předměty vodivé, může nastat absorpce jednoho druhu polarizace a rozptylování podstatné složky polarizace druhé. Při troposférickém šíření na dlouhou vzdálenost nastává pouze nepatrná změna polarizace, kterou není nutno uvažovat.

Anténní svod při dálkovém příjmu má být co nejkratší, aby zbytečně nezeslabil i tak slabý signál. Rovněž je nutné správné přizpůsobení napáječe k anténě i k přijímači.

Svody měřiče intenzity pole

Signál přicházející do měřiče pole se může měnit od zlomku mikrovoltu do několika desítek milivoltů a proto musí být měřič pole navržen tak, aby bylo zamezeno vzniku chyb působených přetížením ve vstupních obvodech. Z mř zesilovače je signál veden na detektor a odtud přes stejnosměrný zesilovač na měřicí obvody a registrační přístroj. Mnohé přístroje jsou navrženy tak, aby měly logaritmickou závislost výstupního signálu na vstupním, což je velmi užitečné pro měření nebo záznam únikových signálů. Měřiče pole jsou konstruovány tak, aby měřily buď střední, nebo efektivní, či špičkové hodnoty sledovaného signálu (bez amplitudového omezovače). Měřiče špičkové hodnoty s časovou konstantou desetiny vteřiny jsou výhodné pro měření únikových signálů či signálů získaných lomem nebo rozptylem v troposféře, které mění velmi rychle svoji intenzitu.

K registraci intenzity pole byl použit speciální přijímač, konstruovaný pro tento účel, s prahovou citlivostí 1 μV na vstupu (ručka registračního přístroje se právě dala do pohybu), se stejnosměrným zesilovačem s logaritmickým průběhem zesílení usměrněné nosné, registračním přístrojem a anténním systémem se ziskem 12 dB.

Jelikož byly k registraci záměrně vybrány ty vysílače, u nichž se intenzita pole značně měnila v závislosti na meteorologické situaci, bylo nutno zavést následující způsob hodnocení přijímaného signálu (obr. 8):

0 – do 3 μV , nevyhovující signál, A do 15 μV , kvalitní mono, B do 65 μV , vyhovující stereo, C nad 65 μV , kvalitní stereo. Uvedený maximální údaj v mikrovoltech je napětí na vstupních svorkách přijímače, zaznamenávajícího signály s úrovní vhodnou pro stereofonní příjem.

Pro rychlost intenzity signálu:

- 1 velké změny (nelze rozeznat jednotlivé výkyvy – záznam je slitý),
- 2 střední změny (5 až 8 výkyvů za deset minut),
- 3 malé změny (2 až 5 výkyvů za deset minut),
- 4 téměř beze změny (nejvýše jeden pokles za deset minut).

Tab. 1. Teplotní inverze

Vysílač Jauerling, přízemní inverze			
Den	Hodiny od-do	Typ sig.	Meteorologická situace
13. 5.	16.00–18.00	B1a	Oblačnost ve výšce 700 až 800 m; Cu; Sc; Praha hlásí tvorbu Rt na výstupech v 01.00 hod. z Drážďan a Vídně je zaznamenána výrazná přízemní inverze, sahající do výšky 400 až 500 m. V této výšce je teplota vzduchu o více než 3 °C vyšší než při zemi. Dopoledne polojasno, odpoledne přibývá oblačnosti.
	18.00–19.00	B2a	
	19.00–24.00	B2b	
14. 5.	00.00–01.00	B2b	
	01.00–02.00	B3b	
	02.00–09.00	C3b	
	09.00–11.00	B2b	
	11.00–12.00	B2a	
	12.00–22.00	B1b	
Zhodnocení: Velmi špatný signál v odpoledních hodinách 13. 5. se tvořením inverze v celé oblasti mezi vysílačem a přijímačem ve večerních hodinách výrazně zlepšuje a stabilizuje až do pozdních ranních hodin. Pak se vlivem slunečního záření inverze rozpadá a kvalita signálu se rychle zhoršuje.			
Vysílač Berlín, výšková inverze			
Den	Hodiny od-do	Typ sig.	Meteorologická situace
30. 5.	22.00–24.00	B2a	V oblasti Drážďan se vytvořila v pozdních nočních hodinách inverze ve výšce 2 až 2,5 km, která se v dopoledních hodinách rozpadla.
31. 5.	00.00–04.00	B3b	
	04.00–08.00	B4b	
	08.00–09.00	B1a	
	09.00–13.00	–	
Zhodnocení: Výrazné, avšak nestabilní zlepšení příjmu v nočních hodinách bylo zřejmě způsobeno vytvořením výškové inverze ve vhodné oblasti mezi vysílačem a přijímačem			

3 malé změny (2 až 5 výkyvů za deset minut),

4 téměř beze změny (nejvýše jeden pokles za deset minut).

Pro amplitudu výkyvů přijímaného signálu:

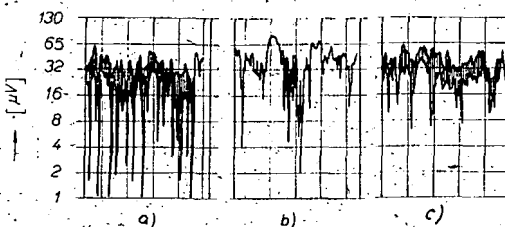
a) velké výkyvy (signál se zmenšuje k nule).

b) malé výkyvy (pouze v oboru A, B nebo C):

Použitá označení dávají řadu kombinací možností, které dostatečně charakterizují povahu elektromagnetického pole v místě příjmu v daném časovém období. Kombinace s typem a (obr. 8a) je pro kvalitní stereofonní příjem prakticky neupotřebitelná, snad pouze typ 4a (obr. 8b) lze již považovat za vyhovující příjem. Všechny signály typu b (obr. 8c, d, e) jsou

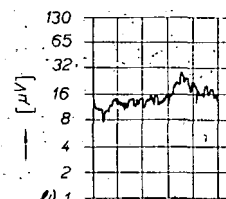
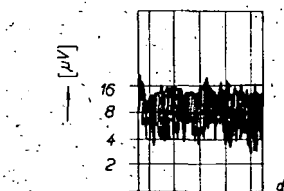
s přijímačem s dobrým AVC vhodné pro poslech pořadů FM. Tento způsob klasifikace signálu byl považován za výhodnější než uvádění číselných hodnot intenzity pole, neboť současně s velikostí určuje také charakter signálu v desetiminutovém intervalu.

Pro průběžné zjišťování meteorologické situace se využilo půlhodinových měření letištní meteorologické služby v Praze-Ruzyni a „Denního přehledu počasí“, vydávaného Hydrometeorologickým ústavem v Praze. K získání informací o změnách teploty v závislosti na výšce a tlaku byla použita aerologická měření v 01.00 hodin SEČ na zahraničních stanicích v blízkosti vysílače. Z těchto údajů o teplotě a tlaku v závislosti na výšce byly sestaveny pro stejný čas a různé stanice



Obr. 8. Některé kombinace přijímaného signálu: a) B1a – signál s velmi dobrou úrovní, ale častými poklesy až k nule, nevhodný pro kvalitní příjem; b) B3b – kvalitní signál s občasným krátkodobým poklesem. Poslech vyhovující s jakostním přijímačem; c) B2b – silný signál se značnými a rychlými změnami amplitudy, neklesá k nule. Citlivý přijímač s dobrým AVC dává jakostní příjem; d) B1b – obdoba bodu c), pouze přijímač musí mít větší citlivost; e) A4b – jakostní (i když slabší), jen mírně kolísající signál

Záznam jakostního signálu bez výkyvů není uveden, neboť je představován jen mírně zvlněnou čarou



křivky, z nichž bylo možno určit stav a teploty na trase přenosu.

Záznam registrovaných stanic byl výše popsaným způsobem vyhodnocen a zanesen do tabulek (tab. 1, 2, 3), které dále popisovaly meteorologickou situaci z doby měření, průběh teploty v závislosti na výšce (zvrstvení atmosféry) a mapu synoptické situace (obr. 9 a 9a).

Z obr. 10 je do značné míry patrný vliv meteorologické situace na zlepšení, případně zhoršení příjmových podmínek, zejména vliv přechodu studené fronty na změnu jinak velmi kvalitního signálu. V období přechodu studené fronty a krátce po něm je zřejmé zmenšení intenzity pole; později se signál vrací na původní intenzitu. Zvláštním případem dálkového přenosu signálu, odrazem od frontálního systému, je případ zachycený na obr. 11. Postavení studené fronty nad Severní Evropou bylo takové, že tato fronta vytvářela za vysílačem odraznou plochu směrem k přijímači.

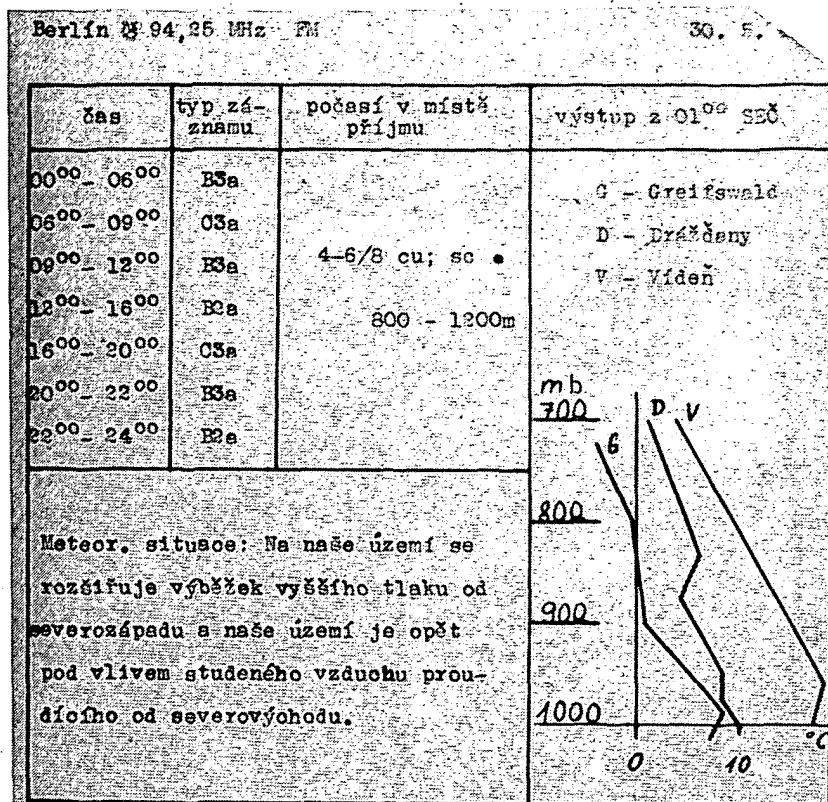
Na části záznamu (obr. 12) přechodu frontálního systému přes Prahu si ukážeme jeho vliv na kvalitu signálu v místě příjmu. V nočních hodinách díky stabilnímu zvrstvení atmosféry je signál stálý, s vyhovující úrovní. Vycházející slunce prohřívá horní vrstvy ovzduší, dochází nejprve k pozvolnému pohybu vzduchových hmot (mezi 5 až 6 h), se zvyšujícím se ohřevem je pohyb výraznější, ohřátý vzduch se míchá se studeným, index lomu se mění nejen s časem, ale i s výškou, příjem signálu má charakter velmi rychlých změn amplitudy. Po sedmé hodině se začíná v příjmu uplatňovat přicházející zvláště studená fronta, šířící se na naše území od západu, která vytváří nad NDR a záp. Polskem tlakovou níž s brázdou nízkého tlaku, zasahující až do Středomoří. Vliv přechodu frontálního systému na zlepšení příjmových podmínek je zřejmý ze záznamu příjmu vysíláče Jauerling. V době, kdy frontální systém přechází dráhu šíření signálu mezi vysílačem a přijímačem, dochází ke značným a rychlým změnám intenzity přijímaného signálu. Těsně po přechodu fronty nastává opět přechodné zlepšení příjmových podmínek, které se však velmi rychle začínají zhoršovat až do západu Slunce.

Uvedené příklady i předchozí diskuse demonstrují úzké vztahy mezi meteorologickou situací v makro i v mezosynoptickém měřítku s podmínkami pro šíření VKV.

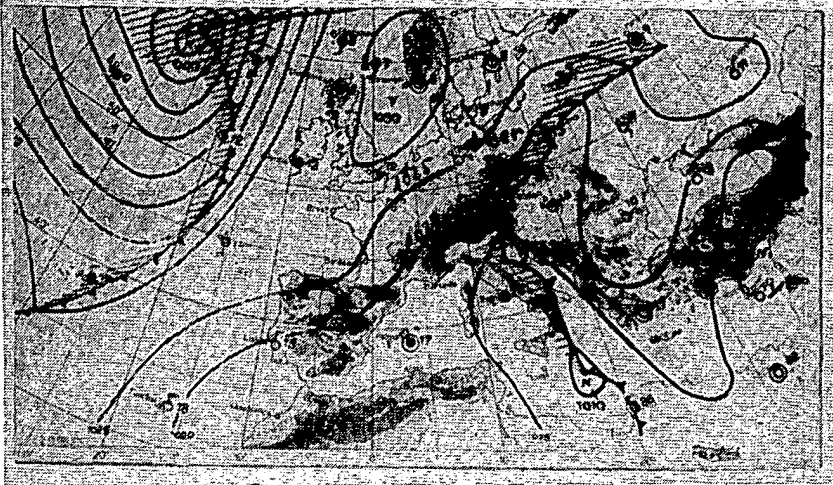
Časové rozložení střední hustoty intenzity pole

Součtem doby výskytu stejných typů záznamu a jejich zanesením do souřadnicového diagramu s časovou osou v procentech výskytu změřené veličiny a s osou intenzity pole v dB vznikne křivka, odpovídající časovému rozložení intenzity pole ve sledovaném období. Pro praktické znázornění časového výskytu určité veličiny v daném místě příjmu se používá křivka, vzniklá integrací této křivky. Tato křivka se pak nazývá křivka statického rozložení střední intenzity pole, nebo též křivka

Obr. 9. Na každý den sledovaného období byla zpracována takováto tabulka příjmových podmínek v daném denním času v porovnání s meteorologickou situací



Synoptická mapa z 01⁰⁰ hod SED



Tab. 2. Změny tlaku

Vysílač Berlín			
Den	Hodiny od-do	Typ sig.	Meteorologická situace
23. 5.	00.00-05.00	B3a	Nad Baltickým mořem se vytvořila tlaková výše, zasahující svým výběžkem až do Čech. V oblasti Alp se udržuje nevýrazná tlaková níže, postupující pozvolna k severovýchodu, a v odpoledních hodinách přechází přes Čechy. Praha hlásí zataženo, občas déšť, oblač. Cu; 400 až 800 m. Tlaková výše se pozvolna opět přesouvá nad oblast Čech. Na naše území proudí studený vzduch od severovýchodu. Oblast vyššího tlaku nad Baltickým mořem zůstává prakticky bez pohybu. Praha hlásí oblačno Cu; Sc; 400 m.
	05.00-10.00	B4a	
	10.00-12.00	B3b	
	12.00-14.00	C4a	
	14.00-15.00	B3a	
	15.00-16.00	A2b	
	16.00-18.00	0	
	18.00-20.00	B1a	
	20.00-22.00	B2a	
	22.00-24.00	B2a	
24. 5.	0.00-03.00	B3a	
	03.00-06.00	C4a	
	06.00-15.00	B4a	
	15.00-18.00	B3a	
25. 5.	18.00-24.00	B2a	
	00.00-04.00	B2a	
	04.00-09.00	C2a	
	09.00-17.00	B2a	

26. 5.	17.00–20.00	B3a	Oblast vyššího tlaku se velmi pozvolna přesouvá dále na sever. Od západu postupuje do Evropy
	20.00–24.00	C3a	
	00.00–06.00	C4a	
	06.00–15.00	B3a	
27. 5.	15.00–18.00	B2a	okludovaná fronta. Praha hlásí téměř zataženo, v noci déšť. Oblast vyššího tlaku se definitivně přesouvá na sever. Kolem 02.00 hodin přechází Prahu okludovaná fronta a za ní proudí na naše území vlhký stabilní vzduch s boufkami.
	18.00–23.00	C3a	
	23.00–24.00	B3a	
	00.00–01.00	B2a	
	01.00–04.00	A1a	
	04.00–10.00	B2a	
	10.00–13.00	B3a	
	13.00–17.00	B2a	

Zhodnocení: Tlaková výše s klesáním ve směru od vysílače k přijímači má přímý vliv na zlepšení příjmových podmínek, které se však přechodným přesunem brázd nízkého tlaku přes oblast příjmu značně zhorší a intenzita pole klesá k nule. Opětným návratem tlakové výše do oblasti mezi vysílačem a přijímačem nastává v příjmu zlepšení, které trvá s menšími výkyvy až do pozdních nočních hodin z 26. na 27. 5. Jelikož je po celou dobu oblast příjmu značně vzdálená od středu tlakové výše, je odraz elektromagnetické energie nesourodý. Projevuje se to na krátkodobých poklesech intenzity pole, zvyšujících se na konci období, kdy se střed tlakové výše přesouvá k severu. Přechod okludované fronty definitivně ukončuje zlepšenou kvalitu příjmu.

Tab. 3. Přechod fronty

Vysílač Jauerling, okludová fronta			
Den	Hodiny od-do	Typ sig.	Meteorologická situace
10. 5.	00.00–02.00	B2a	Kolem tlakové níže nad severním Irskem postupují do střední Evropy frontální poruchy. Okludová fronta přechází přes Prahu kolem desáté hodiny. Praha hlásí polozataženo až zataženo; 1500 m, později ubývání oblačnosti od západu; Cu; 800 m.
	02.00–03.00	B3a	
	03.00–04.00	B3b	
	04.00–10.00	C4b	
	10.00–12.00	B3b	
	12.00–15.00	B2b	
	15.00–17.00	B2a	
	17.00	B1a	

Zhodnocení: Přechod frontálního systému v oblasti kolem vysílače či přijímače, nebo v oblasti mezi nimi, se obvykle projeví velmi rychlým vzrůstem a později poklesem signálu.

distribuční. Časová osa křivky je na koncích roztažená a uprostřed zhuštěná.

Na obr. 13a, b, c jsou distribuční křivky pro některé z měřených vysílačů. Z těchto křivek lze zjistit časový výskyt určité intenzity pole daného vysílače v místě příjmu. Z průběhu jednotlivých křivek lze odvodit, jakou asi musí mít citlivost přijímací zařízení od antény po přijímač v místě příjmu, aby zajistilo poslech co nejméně rušený vinou ztráty signálu. Tak například v uvedeném místě lze pro příjem vysílače Görlitz vystačit s menší vstupní citlivostí přijímače, ale pro příjem vysílače Berlin či Jauerling by musel být použit přijímač se špičkovou citlivostí a s účinným anténním systémem a přesto by ani zdaleka nebyla zaručena trvalá kvalita příjmu.

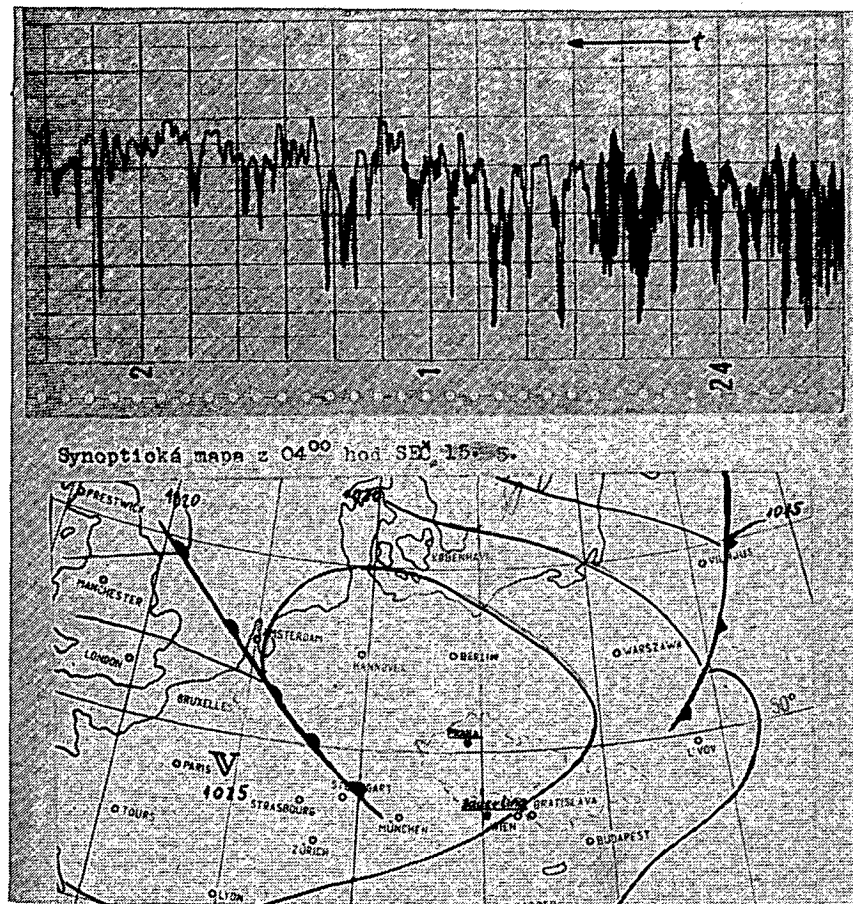
Dále jsou pro některé ze sledovaných stanic v tab. 4 údaje, z nichž lze určit rozdíl mezi teoretickou intenzitou pole při přímočarém šíření a skutečnou intenzitou pole v místě příjmu. V poslední řádce tabulky je pak poměr mezi těmito dvěma signály vyjádřen v dB. Jako určující pro příjem je brána střední časová hodnota výskytu intenzity pole; tj. 50 %, která byla zjištěna z distribučních křivek. Pro názornost je v tabulce také uvedena teoretická intenzita pole; odpovídající křivce na obr. 1. Z výsledných údajů h a d je jasné patrný značný rozdíl mezi intenzitou pole při přímočarém šíření a skutečnou intenzitou pole v místě příjmu a naopak velmi malý rozdíl mezi údajem, určeným podle obr. 1 a údajem prakticky naměřeným a zjištěným z distribučních křivek.

V tabulce jsou ještě pro úplnost některé další důležité informace o vysílači.

K určení teoretické intenzity pole z obr. 1 byla uvažována „rádiová“ výška přijímací antény 10 m, ačkoli skutečná výška antény na budově ČVUT byla asi 40 m nad zemí. Přesto byla vzhledem k okolnímu značně členitému terénu „rádiová výška“ zvolena reálně, jak se lze snadno přesvědčit pohledem na poslední řádek tab. 4. Pro vysílač Görlitz je anténa výše zhruba o tolik, o kolik je níže pro vysílač Z. Góra. Pro vysílač Berlin platí ještě menší výška, než zvolená. Z toho je vidět, že i poměrně značně vysoko umístěná anténa, je-li postavena v nevhodném okolním terénu (budova je v údolí), nemusí mít velkou „rádiovou výšku“.

Intenzita pole v průběhu 24 hodin

Signál uvedených stanic byl přijímacím a záznamovým zařízením pořizován nepřetržitě ve dne v noci. Z tohoto záznamu byly vytvořeny grafy závislosti intenzity pole na denní době pro jednotlivé stanice. Pro statistické vyhodnocení byl použit zjednodušený způsob klasifikace signálu plynoucí z průběhu intenzity pole, zaznamenaných na obr. 8. Takto byl signál klasifikován pro případ, že v místě příjmu bude umístěn přijímač střední jakosti se vstupní citlivostí $5 \mu V$ (pro odstup s/š 26 dB). Pro přijímač špičkové jakosti by se stupnice výrazně změnila směrem k lepšímu příjmovým podmínkám.



Obr. 9a. Část záznamu z období tvorby radiačního typu v atmosféře (R_t – tvoření stabilních vrstev) v oblasti místa příjmu (k tab. 1 – vysílač Jauerling)

K ilustraci grafického vyhodnocení je uvedena část tohoto grafu na obr. 14a, b, c pro stanice Jauerling, Berlín a Zielona Gora a zhodnocení meteorologické situace v připojené tabulce (tab. 5). Výsledné intenzity pole během sledovaného období pro signál všech měřených stanic byly pak vyneseny do grafu na obr. 15, na němž je pravděpodobný průběh intenzity pole během 24 hodin. Graf platí pouze pro příjem získaný lomem či odrazem v atmosféře, ukazuje, že po maximální intenzitě pole v časných ranních hodinách dochází v průběhu dne ke stálému poklesu až do pozdních odpoledních hodin. Před západem Slunce dochází téměř ke zlomu a intenzita pole se poměrně rychle zvětšuje a po celou noc je nadprůměrná. Tento průběh narušují pouze některé náhodné meteorologické poruchy.

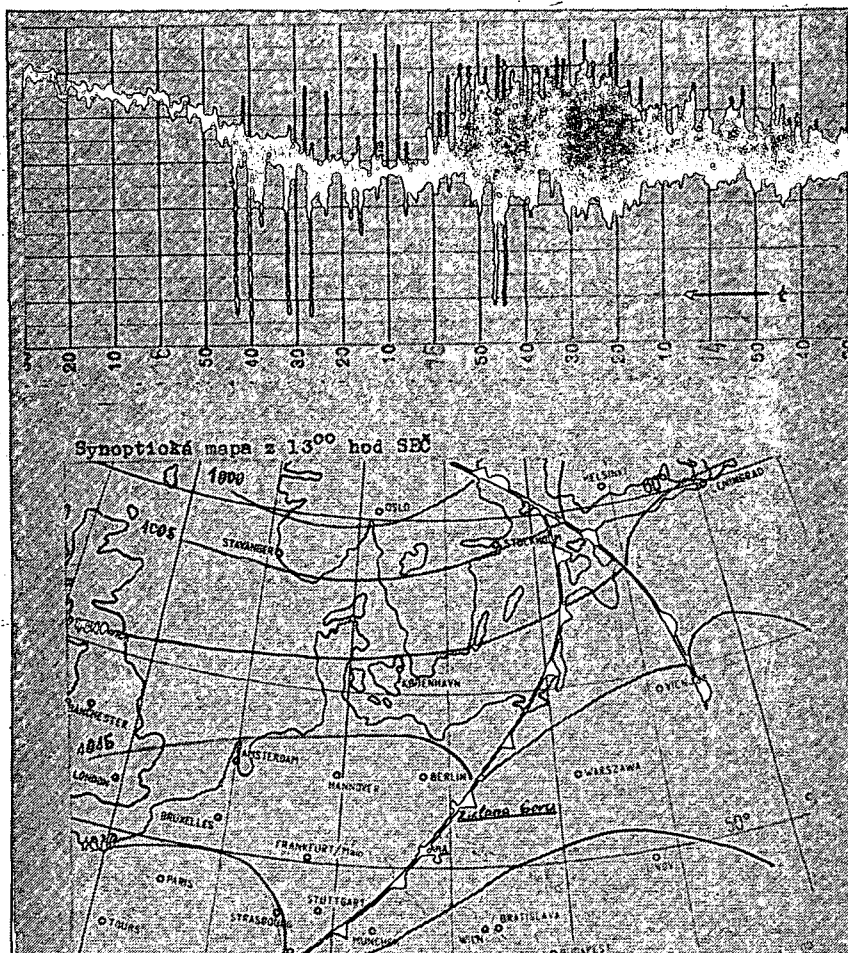
Graf na obr. 15 podává ucelený obraz o pravděpodobné intenzitě pole v místě příjmu během dne a o vhodné době poslechu v pásmu velmi krátkých vln.

Antény pro VKV

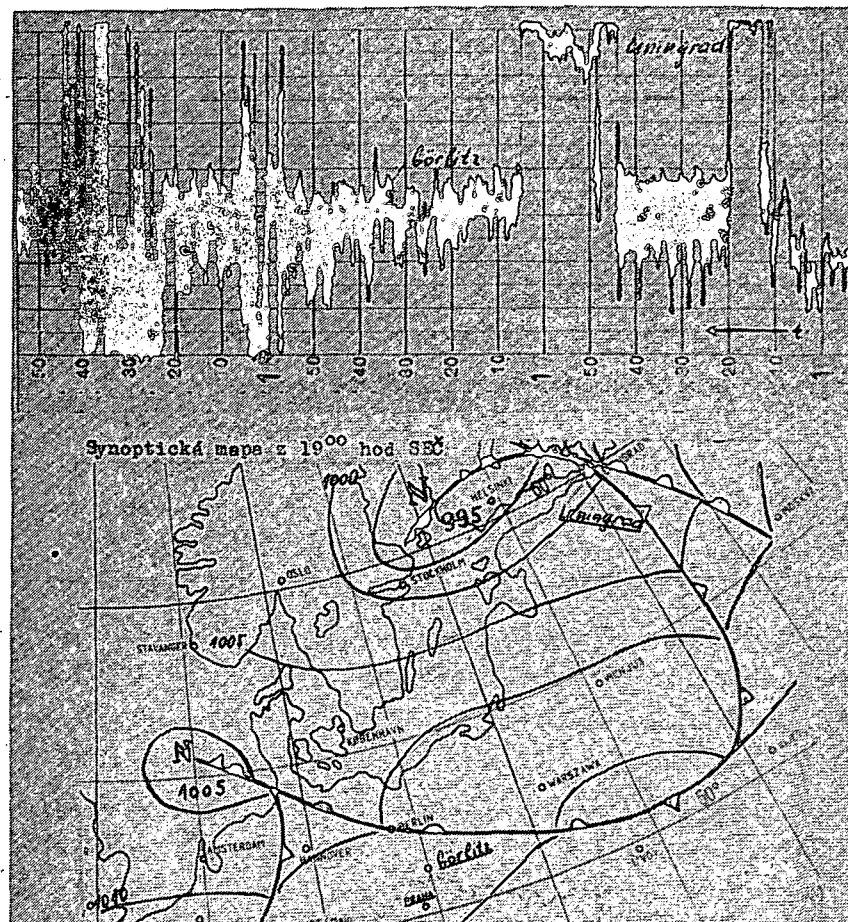
Aby bylo možno dokonale využít předpokládané intenzity pole v místě příjmu, musí se použít vhodný anténní systém. Lze říci, že v pásmu VKV platí dvojnásob, že kvalitní anténa je velmi důležitou součástí přijímací cesty. Při příjmu VKV je jakákoli náhražková anténa obvykle jen zdrojem mnoha poruch a jiných nepřijemností. Nejvýraznější se její nedostatky projeví při příjmu stereofonního signálu, při němž se vlivem nesprávného impedančního přizpůsobení (případně při příjmu signálu jednoho vysílače odrazem ze dvou či více míst) dochází k interferenci, jejímž výsledkem je nežádoucí amplitudová a fázová modulace s fázovým posuvem mezi přímým a odraženým signálem. Vzniká tak obdoba známých „duchů“ u televize – fázového posuvu signálu a zvyšuje se hladina šumu a přeslechů v obou kanálech. Věrnost reprodukce se zmenšuje a v nejnepříznivějším případě může dojít k úplnému „výpadku“ stereofonní informace.

Je tedy velmi důležité a praxí ověřené, že je třeba nejen u dálkového, ale také u místního příjmu při stavbě antény věnovat náležitou péči jak mechanickému provedení, tak také optimálnímu elektrickému nastavení a přizpůsobení. Může se totiž velmi snadno stát, že při nekvalitním nastavení bude mít i několikaprvková anténa horší příjmové vlastnosti než obyčejný, avšak správně navržený a zkonstruovaný dipól.

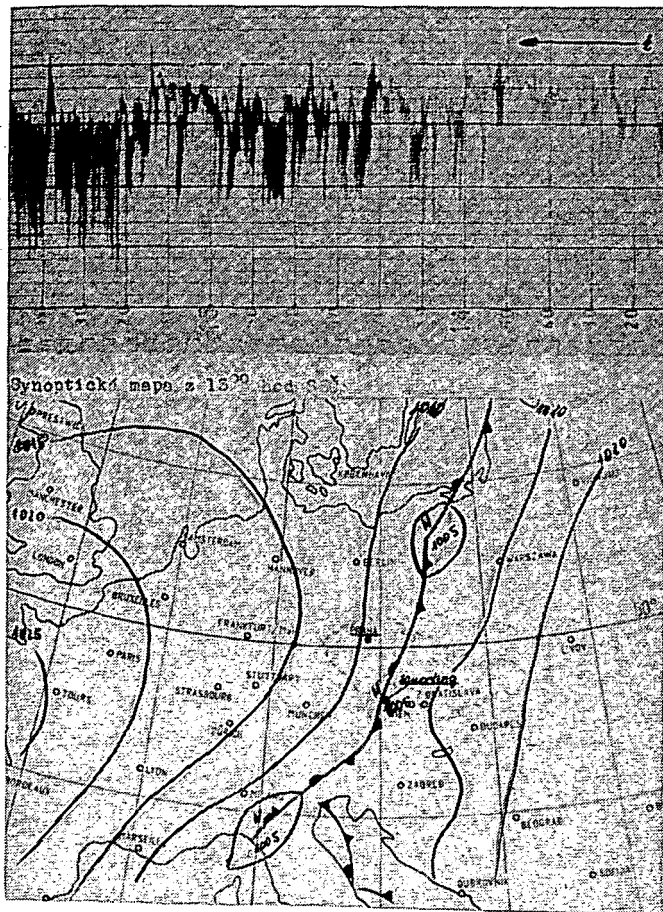
Všechny typy antén určených pro příjem VKV se vyznačují základními vlastnostmi, jako jsou směrovost, šířka přenášeného pásma a zisk; k nim přistupují ještě mechanická složitost a rozměrnost. Tyto vlastnosti jsou vždy vodítkem při rozhodování, který ze známých typů antén bude pro toho kterého zájemce nejoptimálnější. Mechanická složitost a rozměrnost jsou závislé na elektrických požadavcích. Je jasné, že čím větší zisk a směrovost se žádá, tím je anténa rozměrnější, protože zisk závisí na účinné ploše celé antény.



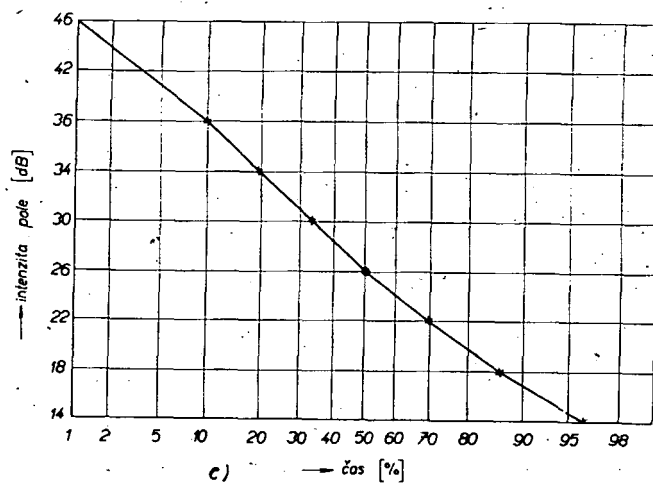
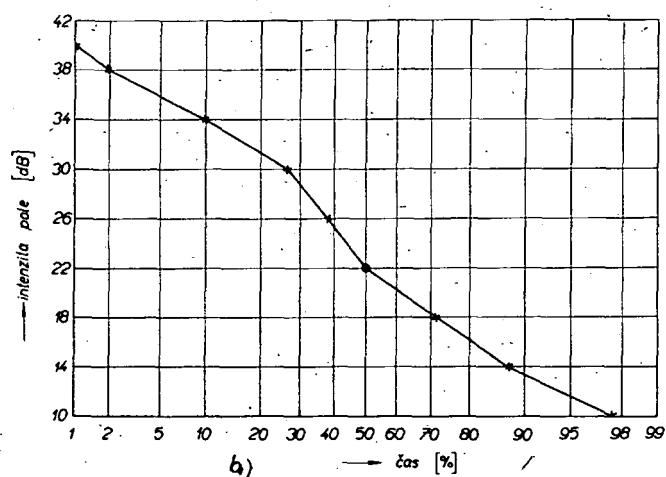
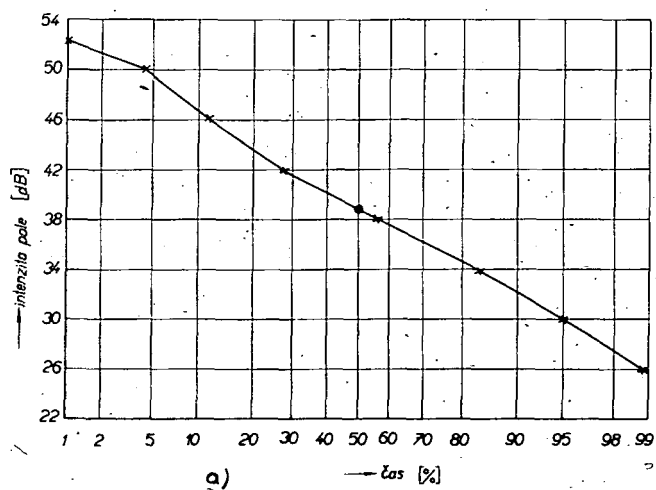
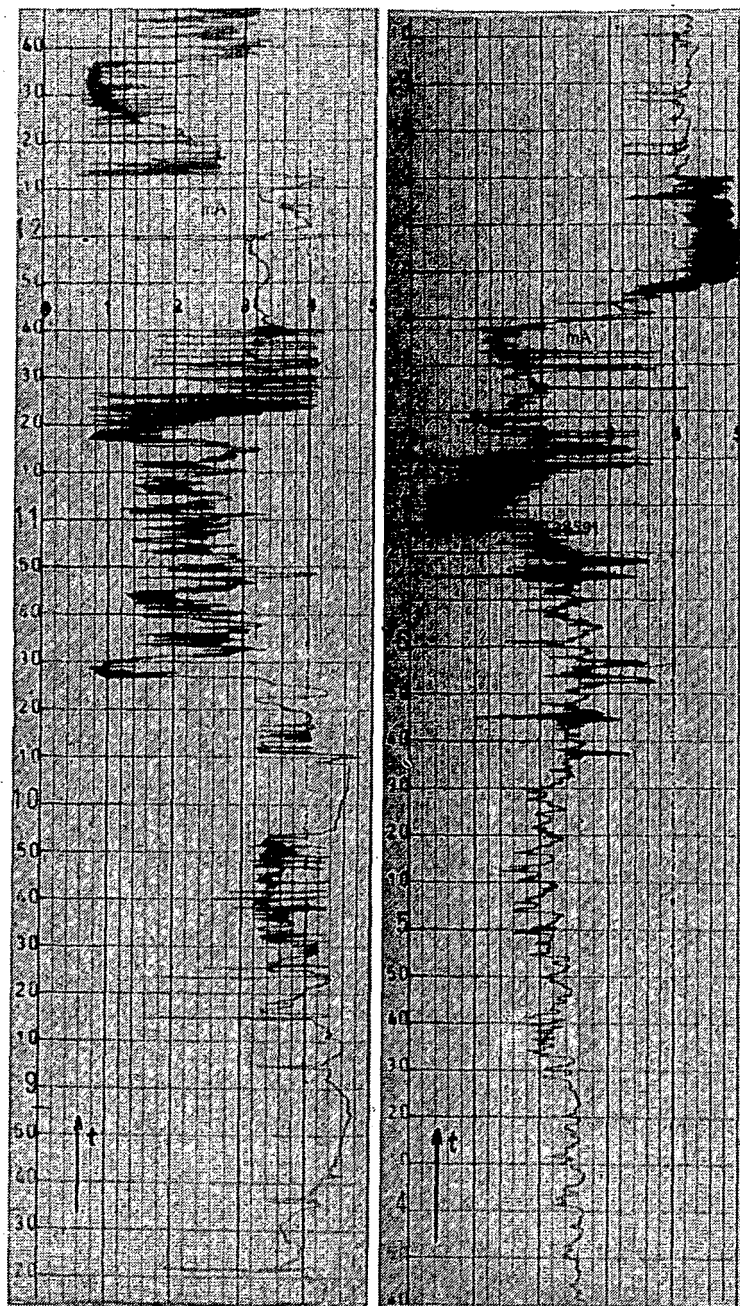
Obr. 10. Část záznamu z období přechodu studené fronty s bouřkou přes Prahu kolem 14. hodiny SEČ



Obr. 11. Záznam zachycení leningradské stanice FM mezi 16. a 17. hodinou. Intenzita pole se pohybovala kolem 1 mV, kmitočet 72,5 MHz



Obr. 12. Část záznamu příjmu vysílače Jauerling (89,4 MHz) z období přechodu frontálního systému přes Prahu (od 4. do 16. hodiny SEČ)



Obr. 13. Časové rozložení intenzity pole v místě příjmu vysílačů a) Görlitz, b) Berlin, c) Jauerling

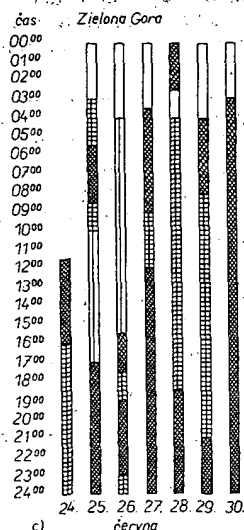
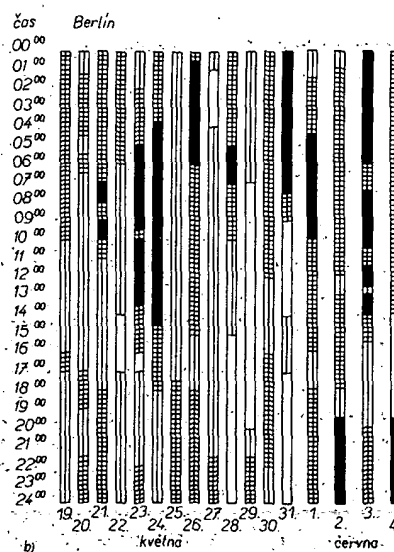
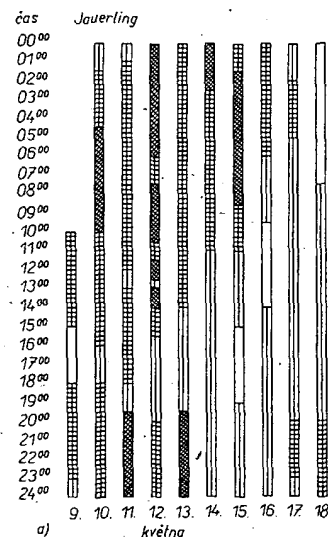
Tab. 4.

Výsíláč	Görlitz	Ziel. Gora	Berlín
Země	NDR	Polsko	NDR
Rozhl. program	DDR II		DDR I
Souřadnice vysílače	1456 R	1530 E	1337 E
	5108 N	5150 N	5232 N
Azimut přij.-vys.	20°	24°	350°
Vzdálenost [km]	120	200	280
Výška vys. ant. nad terénem [m]	300	300	250
Nadmořská výška kóty vysílače [m]	250	220	50
Kmitočet [MHz]	95,4	72,5	95,8
Vyzář. výkon [kW]	100	100	50
U_v [V]	$2,76 \cdot 10^3$	$2,76 \cdot 10^3$	$1,92 \cdot 10^3$
p_v [dB]	184,4	184,4	182,8
b [dB]	108,9	111,4	116,6
U_{vp} [dB]	75,5	73,0	66,2
U_p [dB]	38,5	32,0	22,2
U_i [dB]	44,0	28,0	12,0
h [dB]	37,0	41,0	44,0
d [dB]	-5,5	4,0	10,2

- U_v [V] – napětí vyzářené vysílačem, $U_v = \sqrt{N R}$, kde R je odpor napáječe vysílací antény, obvykle 73 Ω ;
- p_v [dB] – poměr mezi U_v a napětím [μ V];
- N [kW] – výkon vyzářený vysílačem;
- b [dB] – útlum volného prostoru při přímočarém šíření do kulového prostoru. Předpokládáme, že na vysílací i přijímací straně je jako anténa použit půlvlnný dipól. Pak $b = 17,7 - 20 \log d/\lambda$ [dB; m];
- U_{vp} [dB] – velikost signálu šířeného prostorem nad přijímačem (vztaženo k 1 μ V), $U_{vp} = p_v + b$ [dB];
- U_p [dB] – střední intenzita pole přijímaného signálu; zjištěná z distribučních křivek;
- U_i [dB] – teoreticky určená intenzita pole z obr. 1 s uvažovaným výkonem vysílače;
- h [dB] – poměr mezi signálem přijatým a šířeným ve volném prostoru (výškový rozdíl v dB), $U_{vp} + U_p$ [dB];
- d [dB] – poměr mezi naměřenou a teoreticky určenou intenzitou pole, $U_p - U_i$ [dB].

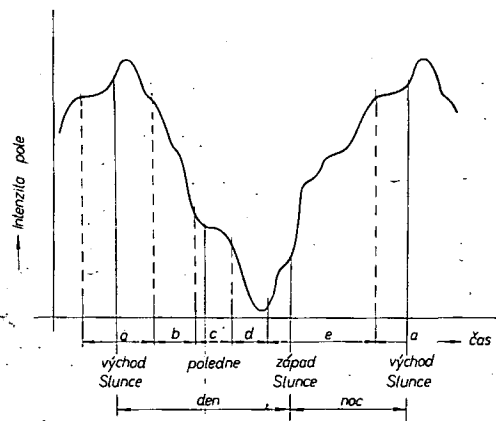
Tab. 5. Zhodnocení vlivu meteorologické situace na šíření VKV pro jednotlivé dny (podle denních rozborů). Grafické znázornění příjmu na obr. 14a, b, c.

5. Záznam začíná v dopoledních hodinách, kdy dochází vlivem oteplování ke konvektivní aktivitě (dále KA; konvektivní typ – mísení vzduchu vlivem tepla; konvektivní aktivita – „sloup“ vzduchových hmot různé teploty sahající od země až po mrak; tím vznikají velké turbulence, místní změny indexu lomu, silné kolísající signál). Maximum KA nastává v odpoledních hodinách.
5. Zlepšení příjmu v ranních hodinách vlivem R_t a jeho zesílení výskytem inverze v oblasti vysílače (obvykle se inverze do východu Slunce zesiluje). Po přechodu okludované fronty dochází k poklesu pole. Ve večerních hodinách po přechodu podružné studené fronty dochází k rychlému
5. vyjasňování a k tvoření inverze a tím i zlepšení podmínek příjmu. Nevýrazná KA přechází v noci na R_t s opětovným zlepšením příjmu, trvajícím až do ranních hodin, kdy dochází
5. k přechodu studené fronty s velmi nehomogenním teplotním polem projevujícím se častými změnami podmínek šíření.
5. Zvětšená oblačnost svědčí o KA v přízemní vrstvě. Navečer opět vzniká R_t , čímž se opět zlepšují podmínky šíření VKV. R_t je velmi dobře vyjádřený na výstupech Vídne a Drážďan.
5. Přes den nevýrazná KA se zhoršujícími se podmínkami šíření k večeru při přechodu okludované fronty. V noci R_t se zlepšením příjmu v ranních hodinách. Během dne význačná KA se slabnoucími podmínkami příjmu. R_t , který nasadil v nočních hodinách, se na výstupech z Vídne a Mnichova neprojevil inverzí v přízemní vrstvě a také v podmínkách příjmu nedošlo k výraznému zlepšení. V nestabilním vzduchu za studenou frontou dochází k velkému kolísání signálu v různých úrovních. Zmenšování dohlednosti časně ráno svědčí o výrazné stabilizaci přízemní vrstvy, což se krátkodobě projevuje výrazným zlepšením příjmu. Během ostatního dne nastoupila KA.

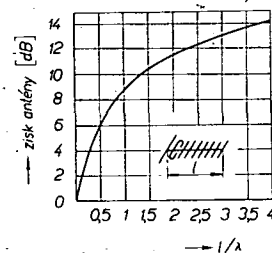


Obr. 14. Část denních záznamů intenzity pole (měřené). Mřížovaný sloupek – příjem výborný, „žebříček“ – velmi dobrý příjem s občasným kolísáním síly, svislé čáry – příjem s častými úniky nebo slabý signál, prázdný sloupek – nevyhovující příjem; a) Berlín, b) Jauerling, c) Zielona Gora

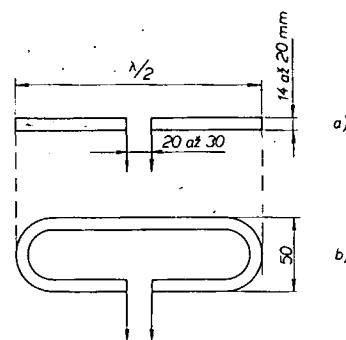
18. 5. Během dne výrazná KA s uklidněním v nočních hodinách.
19. 5. V ranních hodinách Rt nevyjádřený inverzí v přízemní vrstvě a tak tím také s nevýrazným zlepšením příjmu. Během dne silná KA s kolísavými podmínkami pro šíření. Po 22 hod. Rt pouze u přijímače, u vysíláče Berlín už se nevyskytuje.
20. 5. Oblast Berlína v oblasti nízkého tlaku zasahujícího ze Skandinávie. Tím si lze vysvětlit jen nepatrné zlepšení příjmových podmínek. Během dne normální KA. Večer nasazuje Rt. Tentokrát zasahuje i oblast Berlína (je v oblasti vysokého tlaku) a podmínky se časné ráno výrazně zlepšují. Během dne nastupuje opět normální KA.
22. 5. Teplá strana okružní fronty působící jako reflektor způsobuje výraznější zlepšení příjmu následované výrazným zhoršením na studené straně okruhu.
23. 5. Výrazná KA způsobuje kolísání příjmu během celého dne.
24. 5. K výraznému zlepšení příjmu v ranních hodinách dochází zřejmě vlivem inverze ve větší výšce. V ostatní části dne se uplatňuje KA.
25. 5. Během dne se při šíření uplatňuje KA. V nočních hodinách dochází ke stabilizaci přízemní vrstvy projevující se inverzí na výstupu z Drážďan a tím i k výraznému zlepšení příjmu zesílenému okludovanou frontou blížící se od západu a působící jako reflektor.
27. 5. Přechod této fronty se projevuje na záznamu výrazným poklesem, následovaným během dne kolísavým stavem způsobeným KA.
28. 5. Večer nasazuje Rt s výrazným zlepšením příjmu a také mlha v Praze svědčí o výrazné stabilizaci přízemní vrstvy až do ranních hodin. Během dalšího dne KA se všemi průvodními jevy v podmínkách příjmu.
29. 5. Teplá fronta mezi přijímačem a vysíláčem zhoršuje podmínky šíření.
30. 5. Teplá fronta se vrací k východu a svým reflektorovým účinkem výrazně zlepšuje podmínky příjmu.
31. 5. V ranních hodinách nasazuje Rt s výraznou inverzí nad Drážďanami, který se projevil zlepšením příjmu v této době. Během dne KA.
1. 6. Během dne výrazná KA, která způsobuje značně kolísavý příjem.
2. 6. Výskyt mlhy svědčící o stabilitě ovzduší způsobil zlepšení příjmu v dopoledních hodinách. Během ostatního dne KA projevující se kupovitou oblačností a přeháňkami s výrazným kolísáním intenzity pole (až k nule).
3. 6. V dopoledních hodinách výraznější KA, který se v odpoledních hod. uklidňuje a přechází v noci na Rt, který se projevuje zlepšením příjmu až v časných ranních hodinách. Během dne je kolísání příjmu způsobeno opět KA.
4. až 24. června byl registrován vysílač Gorlitz u kterého neměla meteorologická situace po trati přenosu signálu podstatný vliv na jeho kvalitu. Přenos signálu této stanice se uskutečňuje ohybem elmag. vln ve spodních vrstvách atmosféry, a ohybem na vrcholcích hor (viz obr. 2).
25. 6. Inverzní plocha studené fronty, která v dopoledních hod. přešla Prahou vytvořila pravděpodobně vlnovod s dobrými podmínkami příjmu, které se během dne výrazně zhoršily.
26. 6. Ke zlepšení podmínek šíření dochází pod vlivem subsidenční inverze ve výběžku vysokého tlaku zasahujícího z jihozápadu až nad Polsko.
27. 6. až 30. 6. Výrazná tlaková výše nad střední Evropou (případ vrcholíku) podstatně zlepšuje podmínky pro šíření VKV.



Obr. 15. Průběh intenzity pole při dálkovém příjmu na VKV, získaný pouze lomem a odrazem v atmosféře během 24hodinového cyklu. a) – noční stabilita ovzduší vrcholů a ohřevem Sluncem se rozpadá, b) rozpad stability dále pokračuje, c) stabilnější příjem, způsobený rozptylem v turbulenci, d) další zvětšení turbulence větším ohřevem vzduchu, e) při západu Slunce uklidnění a zlepšování stability vzduchových vrstev vlivem vyzařování tepla ze zemského povrchu



Obr. 16. Závislost zisku antény na její délce pro příjem v pásmu VKV. Vhodným uspořádáním prvků lze měnit zisk až o 2 dB



Obr. 17. Jednoprvková anténa: a) jednoduchý, nesymetrický dipól, b) skládaný, symetrický dipól

délky λ , která je ohnuta tak, aby oba konce byly uprostřed od sebe vzdáleny opět asi 30 mm a vzdálenost mezi horní trubkou a oběma spodními byla asi 50 mm. Změnou této vzdálenosti lze upravit impedanci dipólu. Průměr trubky pro oba dipóly je 14 až 20 mm; se zvětšujícím se průměrem trubky se zvětšuje širokopásmovost.

Napájecí vedení (svod), které je k dipólu připojeno, musí mít stejnou impedanci

Se zvětšujícím se ziskem antény se kromě mechanických rozměrů zvětšuje také směrovost a zužuje se šířka přijímaného kmitočtového pásma, což při příjmu stanic z různých směrů a na různých kmitočtech je jev nežádoucí, který se však nedá jednoduše vyloučit. Vychodiskem v případě potřeby antény s velkým ziskem pro několik směrů příjmu je realizovat několik příslušně nasměrovaných antén, nebo vybudovat otočný anténní systém.

Reflektorový účinek u antény zajišťuje jeden prvek umístěný za zářičem. Zvětšovat počet reflektorových prvků (za sebou) nemá význam. Při snaze účinněji potlačit případný příjem ze zadu má význam přidat nad a pod reflektor po jednom prvku (tyčce) stejných rozměrů, jako má reflektor. Většího zisku antény lze dosáhnout zvětšováním počtu direktorů.

Vyjádříme-li celkovou délku antény Yagi (ne jejích prvků) délkou vlny λ (tj. dělíme-li číslo 300 číselnou hodnotou kmitočtu vyjádřenou v MHz), pak pro délku antény 0,5 λ je její zisk asi 6 dB, pro λ asi 9 dB, pro 2 λ asi 12 dB a pro 4 λ zhruba 15 dB (obr. 16). Vidíme, že dvojnásobné prodloužení antény zvětší výkonový zisk o 3 dB, tedy dvakrát. Prodloužení antény větší než 4 λ je z konstrukčního hlediska pro obě rozhlasová pásma téměř neúnosné a navíc, zvětšení zisku není již úměrné mechanické složitosti antény. Rozměry běžných antén pro pásma kmitočtově modulovaného rozhlasu se proto obvykle pohybují v délkách od 0,5 do 2 λ .

Pro příjem silného signálu v místech s přímou viditelností na vysílač, případně

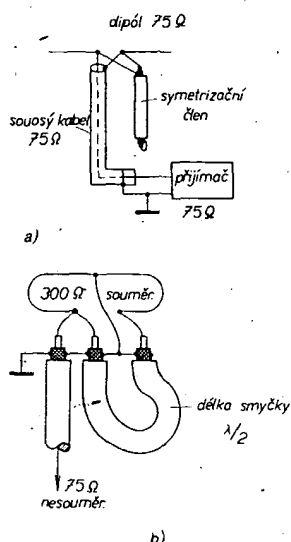
pro příjem v místech položených dostatečně vysoko nad blízkým i vzdáleným terénem lze obvykle použít jednoduchou, ale správně elektricky nastavenou anténu. Touto anténou může být i pouhý půlvlnný dipól, který je základním a nejjednodušším typem antény pro VKV. Jeho rozměry jsou přímo úměrné délce přijímané vlny a může být konstruován buď jako jednoduchý nebo jako složený, přičemž zisk je u obou typů stejný a je roven jedné. Rozdíl mezi nimi je pouze ve výstupní impedanci. Zatímco jednoduchý dipól má impedanci 70 až 75 Ω , složený dipól má impedanci v rozmezí od 240 do 300 Ω podle mechanického provedení. Oba dipóly jsou symetrické, použijeme-li jako svod sousady kabel, je nutno u obou typů dipólů anténu symetrizovat symetrizačním členem.

Dipól jako anténa je v podstatě nejjednodušší kvalitní anténou pro místní příjem. Všechny ostatní náhražkové antény nebudou nikdy splňovat požadavky jakostního příjmu i u místního vysíláče. Dipól umístíme (pokud je to možné) na střešku či jinak vyvýšené místo dále od kovových rozměrnějších předmětů; je-li na volném prostranství, musí být uzemněn pro případ atmosférického výboje, nejlépe na bleskosvod.

Tvar obou typů dipólů je běžně znám (obr. 17). Jednoduchý dipól je tvořen dvěma trubkami podélně uloženými s mezerou mezi nimi asi 30 mm. Celková délka obou trubek je $\lambda/2$. Jako kmitočet pro návrh rozměrů se bere kmitočet středu pásma. Složený dipól tvoří jedna trubka

jako dipól, aby nedocházelo k odrazům vln energie v místě připojení a aby se tak nezhoršovala kvalita přijatého signálu. Napáječ musí být dále v místě připojení k anténě symetrický jako je anténa, jinak by došlo ke změně vyzářovací charakteristiky. Pro anténní svod se většinou používá buď souměrný dvou vodič, nebo souosý kabel. Odolnější vůči poruchám je souosý kabel, lze jej také vést libovolným prostředím, po zdi, ve zdi, v kovových trubkách aj.; má však větší útlum než dvoulinka, kterou je však třeba vést od pevné podložky (stěna, střecha aj.) ve vzdálenosti větší než 150 mm. Dvoulinka má i menší odolnost vůči povětrnostním vlivům a u starší dvoulinky se může za deště zmenšit charakteristická impedance až na polovinu původní velikosti. Použije-li se dvoulinka jako svod u složeného dipólu, je symetrie zajištěna, použije-li se souosý kabel, je nutná symetrizace. Symetrizační člen (obr. 18) lze jednoduše zhotovit z téhož kabelu, jako je svod. Použije-li se skládaný dipól, je nutná nejen symetrizace, ale také transformace impedance svodu na impedanci antény, tedy v poměru 4:1. Symetrizační člen upevníme u antény tak, aby byl veden rovnoběžně se svodem ve vzdálenosti asi 20 mm. Svod ani symetrizační člen nesmí být v blízkosti antény zahýbán. Střední vodič souosého kabelu připojíme na jeden pól dipólu, horní vývod z transformačního středu (pahýlu) na druhý pól. Stínění obou kabelů, které nesmí být mezi sebou elektricky spojeno, propojíme křížově s dipólem, tj. stínění kabelu připojíme na jeden pól dipólu, stínění pahýlu na druhý pól. Na konci čtvrtvlnného vedení spojíme vnitřní vodič se stíněním a spoj dobře propájíme.

Správně přizpůsobit delší napáječ nejen u antény, ale i u přijímače (stejným způsobem jako u antény) co do symetrie i impedance je velmi důležité pro bezztrátový přenos energie zachycené anténou



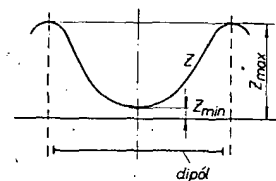
Obr. 18. Symetrizace a symetrizační členy: a) převod souměrné impedance 75 Ω na nesouměrnou 75 Ω, b) symetrizace s transformací 300 Ω souměrné na 75 Ω nesouměrné. Délka pahýlů (a i b) je pro pásmo CCIR 540 mm, pro OIR 700 mm

na vstup přijímače (neuvažujeme-li útlum napáječe). Na dlouhém konci vedení vznikají při nedokonalém přizpůsobení na vstupu a výstupu odrazy elektromagnetických vln, které se pak šíří po vedení od jednoho konce ke druhému. Přitom dochází k fázovému sčítání a odčítání odražených vln a původní vlny a vzniká stojaté vlnění, které značně zhoršuje přenos signálu. Změnou délky vedení lze pro určitou část kmitočtového pásma zlepšit činitele stojatých vln (ČSV), tj. poměr stojatých vln k užitečnému signálu, čili omezit jejich intenzitu; v jiné části pásma může však tato úprava ČSV ještě zhoršit a tím zhoršit i příjem. Protože ČSV vyjadřuje poměr skutečné impedance antény či vstupu přijímače k charakteristické impedanci svodu, je výsledné číslo vždy větší než jedna ($\text{ČSV} = R_{\text{zak}}/Z_0$). Je proto velmi důležité znát správnou impedanci jak svodu, tak také antény a vstupu přijímače a vhodně je přizpůsobit, aby ztráty nepřizpůsobením byly co nejmenší.

Impedance komerčně prodáváných svodů je známa. Rovněž tak vstupní impedance továrních přijímačů; u amatérských zařízení (není-li k dispozici vln generátor s definovanou výstupní impedancí) si lze vypomoci tak, že se připojí anténa s příslušným svodem na anténní vinuti vstupního obvodu a tento obvod se nastaví na největší přenos signálu (maximální zesílení). U antén je tomu obdobně. Antény prodávané v maloobchodní síti mají svou impedanci uvedenou v popisu sestavy. U antén amatérsky vyrobených je to poněkud horší – u nich je výhodné, je-li při jejich konstrukci pamatováno na možnost dodatečného nastavení. Impedance antény se zmenšuje s počtem prvků a rovněž s jejich polohou při nezměněných rozměrech dipólu. Přesné impedance přizpůsobení a tím i maximální poměr stojatých vln je pak závislé na správném přizpůsobení impedance antény svodu.

Kvalitní anténní systémy s přesně stanovenou výstupní impedancí 300 Ω jsou již řadu let v běžném prodeji. Základní elektrické i mechanické vlastnosti těchto antén odpovídají normě ČSN 267210 pro antény I. třídy. Antény mají povrchovou úpravu řešenou pro trvalé venkovní použití tak, aby zůstaly dlouhodobě zachovány jejich původní elektrické i mechanické vlastnosti. Také jejich montáž je poměrně jednoduchá.

Pro ty, kteří si chtějí zhotovit vlastní anténu, je dále popsána konstrukce s přesně nastavitelnou impedancí, a při dostatečné trpělivosti lze anténu nastavit na optimální příjem žádaného vysílače. Impedance antény se mění s počtem prvků a také s jejich přesnou polohou při nezměněných rozměrech dipólu. Přesné

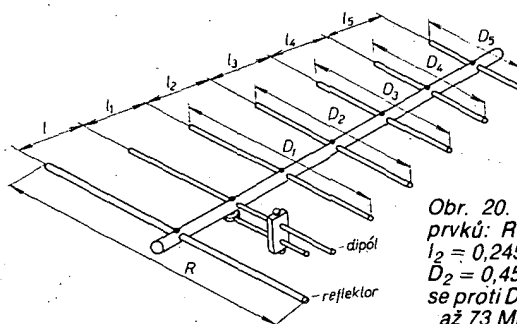


Obr. 19. Rozložení impedance na dipólu

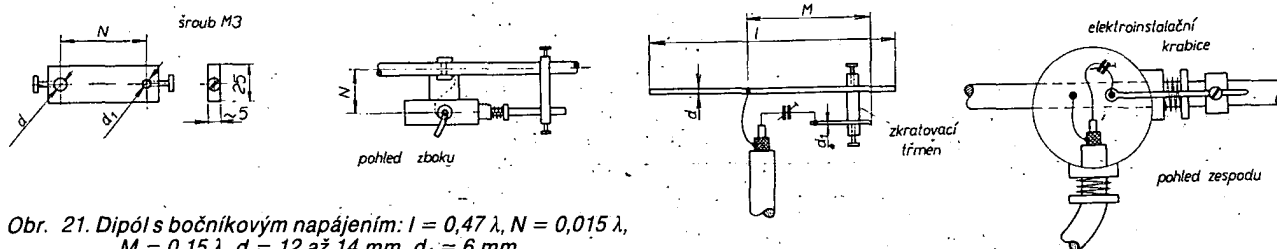
impedanční přizpůsobení a tím i nejlepší ČSV je pak závislé na správném přizpůsobení impedance antény a svodu.

Popisovaná anténa má bočníkově nastavitelnou výstupní impedanci. Rozložení impedance na samotném dipólu ukazuje obr. 19. Minimální impedance je asi 70 Ω, maximální je až 4 kΩ. Vhodně umístěným bočníkem lze tedy dosáhnout takového připojení napáječe, které odpovídá jeho charakteristické impedanci. Bočník však tvoří s příslušnou částí dipólu smyčku a tím indukčnost, kterou je nutno vykompenzovat kapacitou. Kompenzační kondenzátor tvoří s touto indukčností rezonanční obvod a v tom je právě základ pracného, i když účinného nastavení. Kapacita kondenzátoru a poloha odbočky se musí zvolit tak, aby rezonanční kmitočet souhlasil s přijímaným kmitočtem a aby byl obvod zároveň impedance přizpůsobený. Obvod se nastavuje na maximum zesílení na nejžádanějším kmitočtu. I když je nastavení dosti „ploché“, musí se zásadně dělat se svodem k přijímači té délky, která se již nebude měnit. Dolaďovací pahýly dipólu jsou poněkud delší, aby bylo možno vykompenzovat konstrukční nedostatky v přesném umístění prvků a v jejich rozměrech, popř. i v různé permitivitě (dielektrické konstantě) materiálu použitého svodu. Dolaďovací kondenzátor by měl stačit s kapacitou do 30 pF (tedy běžný hrníčkový trimr). Lze použít i pevný kondenzátor a to pro pásmo CCIR 6,8 pF a pro OIR 12 pF. Anténa se nastavuje na maximum výstupního signálu po přesném nastavení (nasměrování) na vysílače.

Anténa je sedmiprvková, má-li být dosaženo většího zisku a směrovosti, lze počet prvků zvětšit tak, aby celková délka antény vyhovovala násobkům vlnové délky (jak již bylo uvedeno). Maximální počet prvků je omezen pouze mechanickou pevností celého systému. Změna impedance se vykompenzuje výše zmíněným nastavením. Provedení antény je patrné z obr. 20. Pro zlepšení předozadního poměru lze nad a pod reflektor přidat po dalším prvku délky R ; prvky jsou od reflektoru vzdáleny vždy o délku l . Detail provedení dipólu je na obr. 21. Zkratovací třmeny jsou posuvné, zajišťitelné stavě-



Obr. 20. Sedmiprvková anténa. Rozměry prvků: $R = 0,49 \lambda$, $l = 0,196 \lambda$, $l_1 = 0,1 \lambda$, $l_2 = 0,245 \lambda$, l_3 až $l_5 = 0,2 \lambda$, $D_1 = 0,452 \lambda$, $D_2 = 0,45 \lambda$, délky direktorů D_3 a dalších se proti D_2 zkracují po 8 mm pro pásmo 67 až 73 MHz a po 6 mm pro pásmo CCIR



Obr. 21. Dipól s bočním napájením: $l = 0,47 \lambda$, $N = 0,015 \lambda$,
 $M = 0,15 \lambda$, $d = 12$ až 14 mm, $d_1 = 6$ mm

cím šroubkem. Přípojná místa svodu antény a symetrizační člen včetně doladovacího kondenzátoru jsou umístěny v elektroinstalační krabici, upevněné na nosném ráhne.

Všechny anténní prvky mohou být vyrobeny z jakéhokoli kovu. Rovněž profil použitého materiálu není podstatný. Je pouze nutno přihlídnout k jeho mechanické pevnosti. Mosaz je jako materiál na anténu nevhodná, během nedlouhé doby se počne rozpadat. Nejvhodnější a také nejčastěji používané jsou hliníkové nebo duralové trubky s povrchovou úpravou.

Nosník drží jednotlivé prvky antény lze zhotovit buď z dřevěného, dobře impregnovaného trámku (což ovšem není právě ten nejvhodnější materiál, neboť nelze dobře vyřešit jištění antény proti blesku), nebo ze železné trubky o průměru zhruba 30 až 35 mm. Jednotlivé prvky upevníme tak, že nosnou tyč v místech, kde budou prvky umístěny, provrtáme a vzniklé otvory je provlékneme. Prvky proti posunutí zajistíme kolmo umístěným šroubem na nosné tyči. Možnosti upevnění je více, jen si vždy při upevňování prvků musíme uvědomit, že i malé vystředění (o několik mm) či úhlová odchylka od kolmého směru na nosné ráhno (10 až 15 stupňů) se nepříznivě projeví na elektrických vlastnostech antény, která pak může např. dodávat podstatně menší napětí než přesně provedená anténa.

Protože anténu upevňujeme na vyvýšené místo nad terénem, musí být nutně zemněna, nejlépe na bleskosvod. U antény s dřevěným nosníkem zemníme zářič, tj. u složeného dipólu střed horní části dipólu (místo upevnění k nosníku), u jednoduchého dipólu plášť sousedního kabelu. U celokovové antény upevníme příslušný zemní vodič na vhodném místě pod šroubek. Anténu spojíme měděným, případně ocelovým pozinkovaným drátem o průměru 6 až 8 mm s bleskosvodem.

Jiným velmi výhodným typem antény pro místa s vyhovujícím signálem, ale s omezenými prostorovými možnostmi pro instalaci několikaprvkové antény Yagi je anténa smyčková.

Smyčková anténa je v podstatě cívka s libovolným tvarem, kterou protéká ví proud. Pokud je její rozměr malý vzhledem k vlnové délce, má proud stejnou velikost i fázi v celé smyčce a vyzařovací diagram je osmičkový, s maximy v rovině smyčky.

Pro příjem v pásmu VKV se používá jednozávitových smyček s rozměry, které jsou násobky $\lambda/2$. Nejmenší možná anténa má délku obvodu $\lambda/2$ a vyzařuje nejvíce v podélném směru se ziskem asi 0,7 dB. Je to vlastně dipól $\lambda/2$ s dvakrát zahnutými rameny, tedy v podstatě čtvercová smyčka, jejíž strana má délku pro pásmo OIR 55 cm a pro pásmo CCIR 40 cm. Výhod-

nější je tvar této smyčky kruhový. Pro naše pásmo je průměr kruhu 70 cm, pro druhé pásmo má 50 cm. Protože je vyzařovací diagram této antény smyčkový v její horizontální rovině, musí být smyčka svou plochou rovnoběžná s povrchem země a napájení smyčky s jejím protilehlým bodem musí směřovat k vysílači.

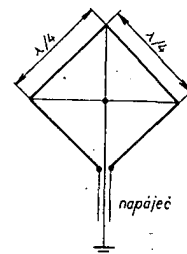
Mnohem výhodnější než tato smyčka je anténa o délce obvodu smyčky 1λ . Vyzařovací diagram je o 90° otočený, smyčka má tedy maximální příjem v rovině kolmé k rovině smyčky a její zisk je blízký zisku ideálního referenčního dipólu. Pouze impedance je větší a pohybuje se kolem 130 Ω . Podle toho, jak umístíme na této smyčce napáječ, získáme horizontální nebo vertikální polarizaci této antény. Tato smyčka představuje v podstatě dvojeprvkovou souřadovou soustavu s příčným vyzařováním, kde jednotlivé prvky jsou v délce $\lambda/8$ zahnuty.

Celovinná smyčka je základem kubické antény („quad“), která má proti typu Yagi konstrukční výhody. Po doplnění smyčky pasivním reflektorem stejného tvaru se získá směrový systém, jehož zisk se blíží 6 dB. Optimální vzdálenost reflektoru od zářiče je asi 0,13 λ a při ní se zmenší vstupní impedance zářiče zhruba na 75 Ω . Konstrukce a seřízení kubické antény je podstatně snazší než u antény Yagi. Prvky se zhotovují z drátu upevněného izolovaně na zkřížené nosné ramena. Správná délka zářiče je o něco delší než 1λ , délka jedné strany čtverce má být 0,257 λ . Reflektorová smyčka se zpravidla volí stejné rozměrná, ale doplňuje se úsekem prodlužovacího vedení nakrátko, kterým se získá potřebný indukční charakter pasivního prvku pro funkci reflektoru. Optimálního nastavení (nejlepší příjem) se dosáhne posouváním zkratovacího můstku na prodlužovacím vedení (obr. 22).

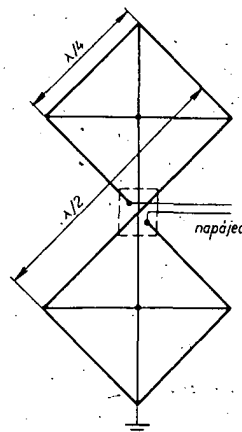
Konstrukčně snazší provedení této antény je na obr. 23. Nosnou konstrukci tvoří dřevěný kříž, mezi jehož vrcholy je natažený měděný nebo hliníkový drát o průměru větším než 2 mm. Případně lze smyčku

vyrobit ohnutím hliníkové trubky. Čím je průměr drátu či trubky větší, tím širší pásmo anténa přijímá. U drátového provedení lze větší šířky přijímaného pásma dosáhnout také tak, že na ráhno navine několik smyček, které v místě napájení paralelně spojíme, případně smyčku vyrobíme z měděného či hliníkového pásu.

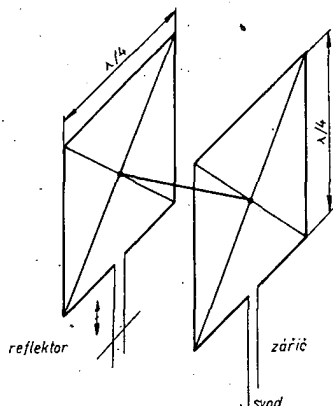
Provedením s reflektorovou smyčkou (pozor! všechny nosné prvky musí být z izolačního materiálu – dřevo apod.) dosáhneme výstupní impedance vhodné pro napájení sousoým kabelem o impedanci 75 Ω . Pro napájení dvojlínkou a ziskem obdobným jako u provedení s reflektorovou smyčkou je dvojitá smyčka podle obr. 24. Ve svislé poloze je určena pro příjem horizontálně polarizovaného signálu (obě rozhlasová pásma VKV). Umístíme-li za tuto dvojitou smyčku plošnou reflektorovou (drátěnou) stěnu ve vhodné vzdálenosti, lze dosáhnout u této antény zisku většího než 10 dB, podle experimentálního nastavení reflektorové stěny a její plochy. Pokud máme možnost reflektorovou stěnu zatočit do válcového tvaru nebo okraje lomit (podle obr. 25), dosáhne se dalšího zvětšení zisku, jakého



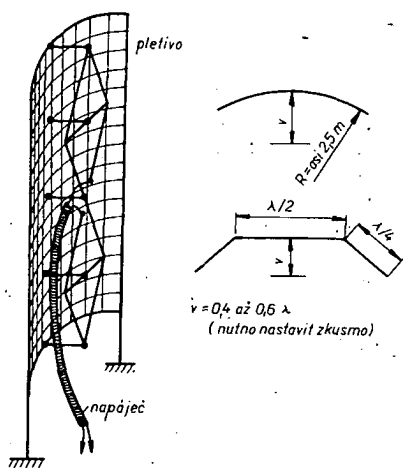
Obr. 23. Celovinná smyčka s horizontální polarizací



Obr. 24. Dvojitá smyčka s výstupní impedancí pro napájení dvojlínkou 300 Ω



Obr. 22. Kubická anténa s reflektorem s doladovacím zkratovacím pahýlem



Obr. 25. Dvojité smyčka s reflektorovou stěnou a) rovnou, b) zahnutou, c) cylindrickou

bychom u antény typu Yagi dosáhli teprve při její délce blízké se šesti metrům. Reflektorová anténa přitom může být z pletiva s oky o straně až 20 cm. Tato anténa je z hlediska stavby mnohem jednodušší a z hlediska odolnosti vůči povětrnostním vlivům mnohem stabilnější než anténa Yagi uvedené délky. Anténu lze s výhodou umístit i na stěnu budovy, která je kolmá ke směru na vysílač.

Upevnění jakékoli antény na střechu, zeď či stožár je třeba řešit individuálně případ od případu a to buď pomocí konzol, či kotvením lany, případně upevněním na střešní trám aj. Vždy přitom musí mít na paměti, že anténa musí vydržet i velmi silné nárazy větru, případně značnou váhu sněhu. Upevnění musí být takové, aby nebyla poškozena střecha či zeď a místo, kudy držák antény prochází střechou, musí být dokonale izolováno proti pronikání vlhkosti. Celou anténu je vhodné ještě před instalací natřít syntetickým vrchním email, aby byla odolnější proti korozi. Při stavbě antény je dobré dodržovat následující zásady:

1. Anténu nebo soustavu antén upevníme podle možnosti ve výšce kolem dvou až tří metrů nad střechou domu. Stožár použijeme jedině tehdy, je-li to nutné vzhledem k neodstranitelné překážce ve směru příjmu. Ke stavbě antény na střeše si raději vyžádáme písemný souhlas majitele domu.
2. Při stavbě antény bereme ohled na sousední antény, abychom nevnikli do jejich směrového kužele.
3. Nikdy nestavíme anténu za vysokou překážku.
4. Je-li v blízkém sousedství vysoká budova, snažíme se umístit anténu na ni i za cenu delšího svodu či použití předzesilovače u antény.
5. Napáječ nikdy nenecháme volně ležet na střeše (či zdi), vždy ho umístíme alespoň 15 cm od ní a vedeme ho tak, aby nebyl „zalomen“, či tažen vlastní vahou při delším vertikálním vedení.
6. Vyhýbáme se místům s kouřícími komíny, s rozměrnými kovovými předměty, s ochozy a zábradlím.

7. Anténa ani svod nesmí křížovat vedení vysokého či nízkého napětí, ani telefonní vedení, a to jak z důvodů bezpečnostních, tak i pro možnost zhoršení kvality příjmu.

8. Na tyčbleskosvodu se nesmí anténa upevňovat, na komín jen tehdy, je-li dokonale pevný.

9. Nemá-li budova, na které je umístěna anténa, bleskosvod, musí být anténa uzemněna a to podle předpisů pro bleskosvody. Jinak stačí přizemnit anténu k bleskosvodu.

Jednotka decibel a její použití

Nyní zdánlivě trochu odbočíme a seznámíme se blíže s tím, s čím se v radio-technické literatuře velmi často setkáváme, totiž s jednotkou decibel – označení dB. Vyspělým amatérům není její význam a práce s ní neznámá, méně zkušeným však činí jisté potíže praktická představa její číselné velikosti. Nebude proto na škodu, když si objasníme její základní vlastnosti a práci s ní.

Je výhodné, když je vzájemný poměr dvou číselných veličin udán velmi přesně, jde-li o poměr veličin s malým rozdílem velikostí, a naopak, je-li velký poměr dvou velikostí (hodnot) udán zaokrouhleně. Tomuto požadavku vyhovuje logaritmické vyjádření tohoto poměru v jednotkách dB.

Decibel je desetinou základní jednotky – belu a používá se k stanovení číselné velikosti vzájemného poměru různých veličin či různých velikostí téže veličiny, přičemž se úroveň jedné veličiny uvažuje jako základ (jednička) a druhá je k ní vztažena určitým poměrem, vyjádřeným v jednotkách dB. Tak lze vyjádřit např. zisk zesilovače poměrem vstupního napětí k napětí na výstupu, dále je třeba zisk antény, kdy se uvažuje velikost signálu na výstupu z dané antény proti velikosti signálu z tzv. referenčního dipólu, dále útlum vedení aj. Má-li tedy zesilovač udán napěťový zisk v dB, značí to, že poměr vstupního signálu k signálu na výstupu je dán poměrem jedné k číselné velikosti desítkového logaritmu, vyjádřeným v dB (např. napěťový zisk 40 dB odpovídá zesílení 1:100, čili zesílení stokrát). Údaj 0 dB vyjadřuje rovnost poměrů výkonů a napětí, tedy 1:1, tj. zesílení jedna, nikoli, že „není žádné napětí nebo výkon“.

Matematická definice decibelu zní: počet decibelů je dán desetinásobkem logaritmu vzájemného poměru dvou výkonů, nebo dvacetinásobkem logaritmu poměru dvou napětí, proudů, rychlostí apod.

$$\text{tedy } x \text{ dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad \text{popř.}$$

$$x \text{ dB} = 20 \log \frac{U_1}{U_2}, 20 \log \frac{I_1}{I_2} \text{ atd. Z Oh-$$

mova zákona $P = \frac{U^2}{R}$ přitom plyne, že „decibely“ vyjadřující poměr napětí nejsou shodné s „decibely“ vyjadřujícími poměr výkonů; při stejném odporu totiž odpovídá poměr výkonů čtverci poměru napětí.

I když počítání s decibely není složité (stačí si totiž uvědomit, že po nalezení odpovídajícího poměru v logaritmických tabulkách se násobení a dělení mění na sčítání a odčítání), jsou pro toto matema-

ticky přesné vyjádření poměru dvou veličin potřebné logaritmické tabulky, případně logaritmické pravítko. Protože v praxi většinou není třeba zjišťovat velikost poměru dvou veličin z udané velikosti v decibelech s přesností na jednotku procent, existují různá početní zjednodušení, obcházející nutnost použití k výpočtu logaritmické tabulky nebo pravítko. S dostatečně přesnou (přesnost lepší než 10 %) a pro drtivou většinu případů vyhovující metodou zjednodušeného převodu decibelů na zlomky se dále seznámíme.

Metoda využívá binární soustavy, tzn. že je třeba umět spočítat výsledek n téhož násobku (u větších čísel zaokrouhleně) dvojkové soustavy, neboli kolik je $2.2.2.2.2. \dots 2^n.2^n =$ číselná velikost výsledného poměru dvou veličin, tedy 2, 4, 8, 16, 32, 64 a dále zaokrouhleně 125, 250, 500, 1000 atd. pro $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots 10$ atd. Násobíme-li potom číslem n číslo 3 pro poměr dvou výkonů a číslo 6 pro poměr dvou napětí, proudů aj., získáme číselnou velikost poměru v dB. Obráceně, dělíme-li výraz v dB číslem 3 či 6, je výsledné číslo n mocnitelem čísla dvě (2^n) a výsledek pak udává číselnou velikost poměru veličin. Nepřesnost výpočtu u menších čísel je zanedbatelná.

Je zřejmé, že uvedený způsob převodu lze uplatnit jen u čísel dělitelných beze zbytku třemi, případně šesti, což většinou stačí. Pro desítkové výrazy si stačí zapamatovat, že 10, 20, 30, 40 atd. dB „výkonově“ a dvakrát tolik „napěťově“ (20, 40, ... dB) odpovídá poměru dvou veličin, z nichž první je jedna a druhá $10^1, 10^2, 10^3, 10^4, \dots$ atd. Pro ostatní čísla si lze vypomoci snadno zapamatovatelnou převodní tabulkou výhodně zaokrouhlených čísel (tab. 6), s nimiž lze lehce vypočítat libovolnou velikost poměru s převodem oběma směry.

Tab. 6.

[dB]		Poměr k jedné	
výkon	napětí	výhodné zaokrouhlení	tabulkový údaj
0,5	1	1,1	1,122
1,0	2	1,25	1,259
1,5	3	1,5	1,413
2,0	4	1,6	1,585
2,5	5	1,8	1,778
3,0	6	2,0	1,995

Při dalších početních operacích s decibely je si třeba uvědomit, že číselné hodnoty v dB se sčítají (počítání s logaritmy), ale vzájemný poměr veličin převedený na zlomek se násobí.

Nejlépe si celý postup počítání objasníme na několika příkladech. Napěťový zisk zesilovače je 75 dB, skutečný poměr mezi napětím na jeho vstupu k napětí na výstupu vyjádřený zlomkem je: číslo 75 si rozložíme na celistvý násobek šesti a zbytek, čili 72 dB plus 3 dB. Pak $n = 72 : 6 = 12$ a odtud 2^{12} je zaokrouhleně 1000.2.2 = 4000. Protože úbytek 3 dB odpovídá z tabulky napěťovému poměru 1:1,5 je výsledné zesílení zaokrouhleně

4000.1,5 = 6000. Poměr obou napětí je tedy zhruba 1:6000. Přesný údaj podle logaritmických tabulek je 5650.

Další příklad: napětí signálu v [μV] z víceprvkové antény je sedmkrát větší, než z referenčního dipólu. Zajímá nás zisk antény, vyjádřený v dB. Číslo 7 dělíme nejbližším nižším číslem (násobkem) binární soustavy (2, 4, 8, 16 atd.), tedy $7 : 4 = 1,7$; $n = 2$ a tedy $2 \cdot 6 = 12$ dB. K této hodnotě přičteme z tabulky (případně již z paměti) údaj v dB odpovídající napětíovému poměru 1,7, tedy zhruba 4,5 dB. Zisk antény je tedy $12 + 4,5 = 16,5$ dB. Přesný tabulkový údaj je 16,66 dB.

Znaménko mínus před číslem v dB označuje, že jde o útlum (záporné zesílení), početní postup zůstává stejný. Tak např.: jaký bude poměr napětí vstup-výstup u čtyřpólu s útlumem -17 dB. Zvolíme obrácený postup, víme, že -20 dB je 10:1. Z tab. 6 pro napětí je zřejmé, že $3 \text{ dB} = 1,5 : 1$ a tedy $10 : 1,5 = 6,66$. Dělení (u logaritmů odčítání) je použito proto, že je vzata nejbližší vyšší známá hodnota. Poměr obou napětí je 6,66 : 1.

Při převodu poměru dvou veličin na dB u větších čísel je nutno buď vhodně odhadnout nebo lépe vydělit poměrné číslo nejbližším číslem ze zaokrouhlených čísel dvojkové soustavy. **Příklad:** máme určit poměr dvou výkonů 1/450 v decibelech; tedy $450 : 250 = 1,8$; číslu 250 odpovídá 2⁸. Odtud je pro výkon $3 \cdot 8 = 24$ dB a číslu 1,8 odpovídá z tab. 6 pro výkon 2,5 dB. (Výsledný poměr obou výkonů v decibelech je $24 + 2,5 = 26,5$ dB.) Přesně podle tabulek je to 26,54 dB.

Zapamatujeme-li si převodní tabulku, což není nesnadné, přestane nám práce s decibely činit potíže.

Z tab. 6 např. určíme pro napětí:
zisk 8 dB = $(6 + 2)$ dB,
tedy $2 \cdot 1,25 = 2,5$ (zesílení 2,5);
zisk 13 dB = $(6 + 6 + 1)$,
tedy $2 \cdot 2 \cdot 1,1 = 4,4$ (zesílení 4,4);
zisk 26 dB = $(6 + 6 + 6 + 6 + 2)$ dB,
tedy $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 1,25 = 20$ (zesílení 20).

Obvody LC v přijímači

Základními pasívními součástkami elektroniky jsou rezistor (odpor), kondenzátor (kapacita) a cívka (indukčnost). Různým spojováním těchto součástek dochází k rozmanitým elektrickým vlastnostem, důležitým a rozhodujícím pro příjem rádiových vln o určitém žádaném kmitočtu i pro jejich zesílení. Různým sestavením s úpravou těchto součástek v uzavřený obvod si můžeme vybrat z přijímací antény signál, který žádáme, můžeme jej oddělit od ostatních signálů, jimiž je celý prostor kolem antény „zaplněn“, můžeme tímto obvody zesilovat opět jen tento „vybraný“ signál a ostatní zeslabovat atd. Tyto obvody mají hlavní úlohu v dokonale činnosti rozhlasového přijímače. Základem těchto obvodů jsou rezonanční kmitavé neboli oscilační obvody, umožňující vznik střídavého proudu, kterého se využívá v celé řadě elektronických zařízení.

Střídavý proud označujeme zkratkou st. Střídavý proud je takový, u kterého se polarita mění v pravidelných časových intervalech od kladné hodnoty do záporné a naopak. Zvláštním případem střída-

vého proudu je tzv. síťový domovní rozvod 220 V (případně 120 V), u kterého se polarita proudu v jednom vodiči mění padesátkrát za sekundu z maximální-kladné hodnoty na maximální zápornou hodnotu. Změna polarit se neděje skokem, ale podle sinusovky, tj. nejprve s postupujícím časem vzrůstá od nulové hodnoty k maximální např. kladné hodnotě, pak stejnou rychlostí klesá opět k nule a stejně tak vzrůstá a klesá v oblasti záporné hodnoty. Mluvíme zde o kmitání, neboli kmitočtu. Počet změn polarit (kmitočet) za jednu sekundu označujeme Hz (hertz). Síťové napětí má za sekundu těchto změn 50, čili kmitočet sítě je 50 Hz.

V radiotechnice, zvukové technice a technice bezdrátového přenosu informací rozeznáváme obrovskou škálu těchto kmitočtů a to od nejnižších kolem 20 Hz až po extrémně vysoké kmitočty, kdy počet změn polarit za jednu sekundu vzrůstá do miliard. Klasická zvuková rozhlasová technika využívá kmitočtů nízkofrekvenčních (nf) a vysokofrekvenčních (vf). Nízkofrekvenční kmitočty sahají zhruba od 20 Hz do 20 tisíc Hz čili 20 kHz. Převědeme-li tyto kmitočty na mechanické kmitání (např. reproduktorem), slyšíme je jako tón o příslušném kmitočtu (při převodu vyšších kmitočtů na mechanické kmitání hovoříme o ultrazvuku). Vysokofrekvenční (vf) kmitočty začínají u spodního okraje dlouhých vln a v současné době končí v pásmu velmi krátkých vln v okolí 100 milionů Hz čili 100 MHz. Televizní přenos a speciální rádiová pojítka či přenosy přes družice využívají kmitočtů až do miliard Hz čili GHz.

Každá oblast rozhlasových kmitočtů vyžaduje pro zpracování (zesílení) speciální zesilovače a zařízení. Ty pak rozdělujeme na nízkofrekvenční, mezifrekvenční a vysokofrekvenční. Rovněž tak měřicí přístroje pro měření či generování těchto kmitočtů bývají takto rozděleny vyráběny, neboť je dost obtížné vyrobit klasický přístroj, který by byl schopen zpracovávat celou oblast uvedených kmitočtů (teprve v posledních letech začínají přicházet někteří výrobci s takovými přístroji).

Nejprve si tedy ujasníme, co je to kmitavý (oscilační) obvod, složený z kondenzátoru o kapacitě C a cívky o indukčnosti L .

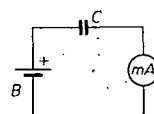
Základní vlastností kondenzátoru je hromadit elektrický náboj. Čím větší napětí na póly kondenzátoru přiložíme, tím větší množství elektriny se na nich udrží, stejně je tomu se zvětšováním povrchu elektrod kondenzátoru či zmenšováním tloušťky dielektrika mezi elektrodami. Tloušťka dielektrika však zase určuje mez průraznosti a tím omezuje provozní napětí. Pro získání určitého náboje je tedy nutno volit vhodný kompromis. Proto existují kondenzátory různých rozměrů při stejné kapacitě (nestojná tloušťka dielektrika). Máme tedy kondenzátory na malé napětí (48 V i menší), většinou keramické, a kondenzátory na napětí 160, 400, 1000 a více voltů (izolace styroflex, keramika, upravený papír). Množství nahromaděné elektriny v kondenzátoru je $Q = CU$. Kapacitu kondenzátoru můžeme měřit. Základní jednotkou je farad a označujeme ji F. V elektronice se používá jednotek mnohonásobně menších a to μF (mikrofarad), což je milióntina F; nF (nanofarad), což je tisícina mikrofaradu a pF

(pikofarad), což je milióntina μF. Je tedy

$$1 \text{ F} = 10^6 \mu\text{F} = 10^9 \text{ nF} = 10^{12} \text{ pF}.$$

Každý kondenzátor má kromě své kapacity také tzv. kapacitní vodivost danou permitivitou použitého dielektrika.

Rezistor se chová v obvodu stejnosměrného proudu i střídavého proudu vždy jako odpor. U kondenzátoru tomu tak není. V obvodu stejnosměrného proudu se nabije na přiložené napětí a nadále zůstane nabitý, chová se jako izolant. Podívejme se však, co se stane, zapojíme-li kondenzátor do obvodu střídavého proudu. Nejprve si však ještě udělejme následující pokus: připojíme kondenzátor s dostatečně velkou kapacitou (řádu μF) přes miliampérmetr na stejnosměrný zdroj (baterii), obr. 26. Obvod: kondenzátor, miliampérmetr a zdroj jsou zapojeny



Obr. 26. Obvod s kondenzátorem

v sérii. V okamžiku propojení obvodu ukáže mAmetr maximální výchylku, jakoby byl kondenzátor zkratován a po několika okamžicích (podle kapacity a přiloženého napětí) začne výchylka měřicího přístroje klesat až k nule. To znamená, že po připojení se kondenzátor nejprve nabije maximálním proudem, který je obvod schopen zdroji dodat a teprve po nabití proud klesá až k nule. Odpojíme-li nyní zdroj a kondenzátor připojíme k měřicímu přístroji, přístroj ukáže opačnou výchylku, která opět klesá k nule. Kondenzátor se vybíjí přes odpor měřicího přístroje. (Pokud je nutno provádět na vyšším rozsahu měřicího přístroje, abychom přístroj velkým proudem nepoškodili.) Při vybíjení má proud směr opačný. Kdybychom kondenzátor střídavě nabíjeli a vybíjeli, měnil by se neustále směr proudu, tedy stejně, jako je tomu při zapojení kondenzátoru do obvodu střídavého proudu. Při zvětšování napětí se kondenzátor nabíjí, napětí zdroje klesá k nule a kondenzátor se přes zdroj začne vybíjet, posléze se napětí zdroje zvětšuje opačným směrem a kondenzátor se nabíjí opačně, aby se vzápětí opět vybil přes zdroj, kdy napětí opět klesá k nule. Tento nabíjecí cyklus se neustále opakuje a kondenzátor funguje jako by „tek“ proud o téže kmitočtu jaký má zdroj. Proud je tím větší, čím větší je kapacita kondenzátoru a čím vyšší je kmitočet zdroje. Protože se kondenzátor nejprve musí nabít, aby se jeho napětí zvětšilo na napětí zdroje, předbíhá proud toto napětí. Jestliže je kondenzátor nenabitý (nulové napětí), začne téci nejprve značný proud (zkrat, čili bez napětí) a teprve až se začne nabíjet (jakoby vzrůstal odpor mezi elektrodami), začne se zvětšovat i napětí na těchto elektrodách. V okamžiku nabití je proud nulový (velký odpor dielektrika) a napětí rovné napětí zdroje. Vidíme tedy, že proud „předběhl“

napětí o čtvrt periody, čili napětí na kondenzátoru je o 90° za proudem.

Řekli jsme si, že proud kondenzátorem závisí na kmitočtu zdroje, čili na tom, jak často se kondenzátor nabíjí a vybíjí. Bude tedy proud tekoucí kondenzátorem $I = \omega CU$, kde $\omega = 2\pi f = 6,28f$ (kmitočet)

a odtud $\frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C}$. Z Ohmova zákona

víme, že $\frac{U}{I} = R$, tj. odpor, čili zlomek

$\frac{1}{\omega C}$ představuje odpor kondenzátoru při

daném kmitočtu. Tento kapacitní odpor nazýváme také zdánlivým či jalovým odporem kondenzátoru a označujeme jej X_C .

Příklad. Jaký zdánlivý odpor má kondenzátor o kapacitě $C = 0,5 \mu F$ při kmitočtu $f = 30 \text{ Hz}$?

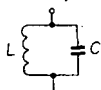
$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2,3,14 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} = 10,6 \Omega.$$

Kondenzátory můžeme stejně jako rezistory vzájemně spojívat a to jak paralelně, tak i sériově. U paralelního zapojování kondenzátorů se sčítají jejich kapacity (jakoby se zvětšovaly rozměry kondenzátoru), je tedy výsledná kapacita paralelně zapojených kondenzátorů $C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$

U sériového zapojení tomu bude jinak. V tomto případě se výsledná kapacita zmenšuje. U dvou kondenzátorů o stejné kapacitě, zapojených do série, je výsledná kapacita poloviční, u kondenzátorů ne stejné kapacity se sčítají jejich převrácené hodnoty, tj.

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \text{ a odtud } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Mějme tedy cívku o indukčnosti L a kondenzátor o kapacitě C , spojené paralelně (obr. 27). Nabijme kondenzátor



Obr. 27. Kmitavý obvod LC

ze zdroje (např. baterie). Tím se nahromadí v kondenzátoru určitá energie a napětí se na něm zvětší na napětí zdroje.

Nyní přerušíme spojení se zdrojem a spojíme kondenzátor s cívkou. Kondenzátor se počne vybíjet přes tuto cívku. Průtokem proudu vzniká však v cívce magnetického pole; přitom napětí na kondenzátoru klesá, kdežto síla magnetického pole v cívce vzrůstá. Přeměňuje se zde tedy energie elektrického pole kondenzátoru na energii magnetického pole cívky.

Když se kondenzátor zcela vybije, je v tom okamžiku průchozí proud cívkou největší; nyní se tedy stává cívka zdrojem energie. Tímto proudem se počne nyní nabíjet kondenzátor opačně. Byl-li např. na počátku na horní straně kondenzátoru

náboj kladný, bude se nyní nabíjet kladně dolní strana kondenzátoru. Přitom ovšem energie magnetického pole klesá a stoupá napětí na kondenzátoru. Cívka odevzdává svoji energii kondenzátoru.

Jakmile se kondenzátor nabije, je jeho napětí opět maximální, přičemž magnetické pole cívky zcela zanikne; veškerá energie přešla na kondenzátor, který se nyní stává sám zdrojem. Nastává tedy vybíjení kondenzátoru opačným směrem než na počátku. Tím opět vzrůstá magnetické pole cívky a slabne elektrické pole kondenzátoru, až se opět kondenzátor zcela vybije a proud cívkou dostoupí maxima.

Tímto proudem se však znovu nabije horní strana kondenzátoru; nastane tedy stav jako na počátku. Tento pochod se opakuje tak dlouho, pokud se veškerá energie, dodaná kondenzátoru na počátku, nevyčerpá ztrátami v odporu cívky a v dielektriku kondenzátoru, kde se mění v teplo.

Poznali jsme tedy, že v takovémto obvodu proud neustále mění svůj směr; vzniká tam tedy proud střídavý čili kmitavý. Říkáme, že obvod kmitá čili osciluje.

Těm kmitům, které po svém vzniku bez dalšího dodávání energie trvají po nějakou dobu a pak zaniknou, říkáme kmity tlumené, neboť jsou tlumeny ztrátami v cívce a v dielektriku kondenzátoru.

Kdybychom dodávali obvodu ztracenou energii neustále, dostali bychom kmity trvalé, tzv. kmity netlumené čili vnučené, neboť stálou dodávkou energie tyto kmity obvodu vnučujeme a tím jejich tlumení rušíme. Vzniklý kmitočet lze vyjádřit vztahem

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Po dosazení za } \omega = 2\pi f \text{ dostaneme } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Tento tzv. Thomsonův vzorec udává počet netlumených kmitů čili kmitočet oscilačního obvodu v závislosti na indukčnosti L cívky a kapacitě C kondenzátoru.

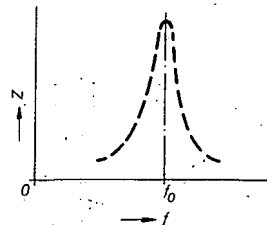
K rychlému výpočtu je tento vzorec dosti nepohodlný, neboť je do něj třeba dosazovat f v Hz, L v H a C ve F, v praxi se však používá nejčastěji MHz, μH a pF. Dosadíme-li tedy veličiny v těchto jednotkách, dostaneme, povýšíme-li zároveň na druhou:

$$(f \cdot 10^6)^2 = \frac{1}{4\pi^2 L \cdot 10^{-6} \cdot C \cdot 10^{-12}} = \frac{10}{4\pi^2 L_{\mu H} C_{pF}}$$

Po krácení bude

$$f^2 = \frac{25330}{LC} [\text{MHz}, \mu H, pF], \text{ a } f = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

Je-li střídavé napětí, které přivádíme ze zdroje na paralelní kmitavý obvod shodné s kmitočtem obvodu (podle uvedeného vztahu), pak hovoříme o rezonanci zdroje a obvodu. Znamená to tedy, chceme-li dosáhnout rezonance kmitavého obvodu LC s kmitočtem zdroje (např. příjem signálu vysílače), musíme podle uvedeného vztahu určit indukčnost cívky a kapacitu kondenzátoru. Změníme-li některou z těchto hodnot změní se kmitočet obvodu. Ten ovšem přestane být v rezonanci s přiváděným střídavým napětím, je přeladěn na jiný kmitočet. Spojíme-li takový přeladitelný obvod např. s anténou, do-



Obr. 28. Funkční křivka rezonančního obvodu

sáhne toho, že vždy na kmitočtu určeném hodnotami L a C bude obvod rezonovat na tomto kmitočtu, a bude-li se na něm vyskytovat signál vysílače, jeho kmitočet uvede obvod LC do kmitavého stavu; zatímco ostatní kmitočty (signály ostatních vysílačů) budou potlačeny. Kmitavý obvod má tedy na rezonančním kmitočtu maximální odpor – největší impedanci. Při této impedanci dostoupá napětí na obvodu nejvyšší hodnotu, má-li proud kmitočet, který je v rezonanci s kmitočtem obvodu. Toto maximální napětí, které takto z antény odebíráme, pak využijeme v dalších obvodech přijímače.

Abychom si mohli průběh napětí na obvodu znázornit, kreslíme tzv. rezonanční křivku (obr. 28). Na vodorovnou osu nanášíme v určitém měřítku počet kmitů (kmitočet) a to tak, že uprostřed je kmitočet naladěného obvodu f_0 (z výše uvedeného vztahu), nalevo kmitočet nižší, napravo kmitočet vyšší. Na svislou osu nanášíme hodnoty impedancí obvodu pro každý kmitočet. Objasníme si to na příkladu. Mějme ideální (bez odporu) paralelní obvod LC (pásmová propust), v němž $L = 2,4 \mu H$ a $C = 90 \text{ pF}$. Máme nakreslit rezonanční křivku pro tento obvod. Nejprve si stanovíme vlastní kmitočet obvodu z Thomsonova vzorce

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1000}{2\pi\sqrt{2,4 \cdot 90}} = 10,8 \text{ MHz}$$

Toto je střední kmitočet, který si označíme ve středu vodorovné osy a na obě strany od něj nanесeme v určitém měřítku (např. $200 \text{ kHz} = 5 \text{ mm}$) kmitočty od $10,2 \text{ MHz}$ do $11,4 \text{ MHz}$ po $0,2 \text{ MHz}$. Nyní si vypočteme impedance obvodu pro tyto dílčí kmitočty. Jak víme, je na rezonančním kmitočtu impedance ideálního obvodu rovna nekonečně velké hodnotě. Pro další kmitočty určíme impedance ze vzorce

$$Z = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C}. \text{ Výsledné hodnoty}$$

pro kmitočty vyšší, než je kmitočet rezonanční, vycházejí v záporné hodnotě, pro kmitočty nižší v kladné hodnotě impedance. Ukážeme si výpočet pro jeden kmitočet a to $10,6 \text{ MHz}$. Pak

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{2\pi \cdot 10,6 \cdot 10^6 \cdot 2,4 \cdot 10^{-6}} = 2\pi \cdot 10,6 \cdot 10^6 \cdot 90 \cdot 10^{-12} = 0,000262,$$

a odtud impedance $Z = 3816 \Omega$.

Další hodnoty impedance zaokrouhlené vycházejí pro kmitočty:

$$\begin{aligned} 10,2 \text{ MHz} &= 1250 \Omega, \\ 10,4 \text{ MHz} &= 2000 \Omega, \\ 11,0 \text{ MHz} &= 5000 \Omega, \\ 11,2 \text{ MHz} &= 2500 \Omega, \\ 11,4 \text{ MHz} &= 1660 \Omega. \end{aligned}$$

Změníme-li či zvětšíme-li kmitočet o stejnou hodnotu, změní se impedance

v obou případech o stejné hodnoty. Naneseme-li tyto hodnoty v určitém měřítku jako pořadnice v bodech, příslušných dílčím kmitočtům a spojíme-li koncové body těchto pořadnic, dostaneme dvě souměrné křivky, které se stýkají v nekonečnu.

Tato křivka značí velikosti impedancí obvodu při různých kmitočtech. Je to žádaná frekvenční nebo též rezonanční křivka (kmitočtová charakteristika obvodu). Z ní vidíme, že kmitočty odlišné od kmitočtu rezonančního mají impedanci obvodu daleko menší, a to tím menší, čím je příslušný kmitočet vzdálenější od kmitočtu rezonančního.

Místo impedancí můžeme jako pořadnice nanášet napětí na obvodu, neboť podle Ohmova zákona je napětí přímo úměrné odporu. Dostaneme tedy křivku shodnou s křivkou impedancí.

Tato křivka však platí pouze pro ideální obvod, jak již bylo uvedeno. Skutečný obvod má cívku, která má i činný odpor R . Skutečná rezonanční impedance pak bude:

$$Z_r = \frac{\omega L}{R\omega C} = \frac{L}{RC}$$

Označíme-li výraz $\frac{\omega L}{R} = Q$, a dosadíme-li

za $\frac{1}{C} = \omega^2 L$, dostaneme $Z_r = Q^2 R$.

Vzorec ještě můžeme dále upravit:

$$Z_r = QQR = \frac{\omega L}{R} QR = Q\omega L = \frac{Q}{\omega C}$$

Výraz Q jmenujeme součinitelem jakosti cívky nebo krátce jakosti cívky.

Ze všech výše odvozených výrazů vidíme, že impedance cívky nebude již nekonečně velká; zároveň vidíme, že bude tím větší, čím bude větší indukčnost cívky, čím budou menší kapacita kondenzátoru a vlastní odpor cívky. Dále vidíme, že velikost impedance roste se čtvercem (druhou mocninou) jakosti cívky. Konečně z posledního vzorce vidíme, že impedance obvodu je Q krát větší než indukčnost cívky.

Impedance tohoto obvodu při rezonanci má charakter činného odporu. U cívek určených pro vyšší kmitočty (MHz) je činný odpor prakticky zanedbatelný, ale vzájemně se zde uplatňuje odpor vnějších předávkových obvodů.

Aby mohl kmitavý obvod LC kmitat trvale a nikoli pouze křivky tlumenými, musí mu být dodávána energie z aktivního zdroje. Tímto zdrojem je např. tranzistor, o kterém si nyní řekneme několik slov podrobněji.

Základními prvky současné elektroniky (i mikroelektroniky) jsou polovodičové součástky. Polovodič je látka, která v dokonalé čistotě stavu kladě průtok proudů značný odpor, je-li mírně „znečištěna“ jiným prvkem, vede proud dobře. Tak např. měděný drát délky 1 m o průřezu 1 mm² má odpor 0,017 Ω, ale stejný drát z čistého germánia má odpor 0,6 MΩ a z čistého křemíku dokonce 2400 MΩ (čili velmi dobrý izolant). Čistota na tento odpor musí být taková, že případně 1 gram nečistot na 1 milión tun křemíku. U polovodičových destiček používaných pro výrobu integrovaných obvodů se musí dosáhnout čistoty ještě vyšší. Teprve po dosažení uvedené čistoty lze přimíslením

vhodných prvků dosahovat buď kladné (děrové) vodivosti typu p (tranzistor s šipkou dovnitř) nebo vodivosti záporné (elektronové) typu n (tranzistor s šipkou ven), čili polovodičová součástka – dioda – pak propouští proud kladným nebo záporným směrem.

Tranzistor na rozdíl od diody je složen ze tří vrstev polovodičů s různým typem vodivosti; má tedy dvě přechodové oblasti (dvě opačně polarizované diody v sérii). Z každé vrstvy je vyveden vývod. Střední vrstva se nazývá báze, jedna krajní vrstva je emitor, druhá kolektor. Funkce tranzistoru např. typu n-p-n je následující: mezi kolektorem a emitorem je přiložené napětí U_{CE} , kladným pólem na kolektoru, viz obr. 29, spínač S rozpojen. V tomto zapojení bude dioda E-B otevřená a dioda B-C zavřená. Mikroampérmetrem naměříme jen nepatrný (téměř nulový) zbytkový proud kolektoru I_{CE0} . Sepneme-li nyní spínač S , připojí se na bázi malé kladné napětí, otevře se dioda B-E. V otevřeném stavu má dioda nepatrný odpor a průtokem proudů by se mohla zničit. Proto musí být napětí báze vedeno přes rezistor R , který omezí průtok proudů na přijatelnou mez. Protože z děr báze B jsou nyní odsávány kladným pólem napětí U_{BE} elektrony, stane se v tomto okamžiku vodivou i pro proud I_{CE} . Protože napětí U_{CE} je podstatně větší než napětí U_{BE} , můžeme malými změnami proudů I_{BE} výrazně ovlivňovat i značně větší proud I_{CE} . Tranzistor tedy pracuje jako zesilovač. Poměr přírůstku proudů kolektorů k přírůstku proudů báze nazýváme proudovým zesilovacím činitelem a označujeme podle způsobu použití tranzistoru (typu) jako α , β , β_{210} a jeho velikost bývá několik jednotek až stovek.

Většina parametrů tranzistorů, které určují jejich vlastnosti, je společná pro všechny typy. Další parametry pak podrobně určují vlastnosti tranzistoru podle jeho typu.

Společné parametry pro všechny typy tranzistorů se týkají především hlavních veličin a tepelných poměrů. U všech tranzistorů určujeme:

- Zbytkový proud I_{CB0} mezi kolektorem a bází při daném napětí U_{CB} nebo I_{CE0} při daném U_{CE} , zbývající elektroda není připojena. Tento základní parametr se u všech typů s vyšším pracovním napětím udává často při dvou až třech různých hodnotách napětí,
- zbytkový proud I_{EB0} mezi emitorem a bází při daném napětí U_{EB} v nepropustném směru.

Tyto dva parametry určují stav obou přechodů tranzistoru a jeho stabilitu. U kvalitního tranzistoru se po zapojení napětí zbytkový proud rychle ustálí a v průběhu provozu se nemění.

Další parametry, které jsou důležité pro určování mezních hodnot tranzistoru (při trvalém provozu):

- maximální dovolené napětí mezi kolektorem a bází U_{CBmax} , někdy se uvádí

zvlášť trvale přípustná a zvlášť špičková hodnota;

- maximální dovolené napětí mezi emitorem a kolektorem U_{CEmax} . Tento parametr závisí na velikosti činného odporu zapojeného mezi emitor a bází R_{BE} , a proto se nejčastěji udává graficky závislost $U_{CEmax} = f(I_{BE})$;
- maximální přípustný proud jednotlivých elektrod I_{Emax} , I_{Bmax} , I_{Cmax} ;
- mezní kmitočet f_0 je kmitočet, při němž poklesne hodnota proudového zesilovacího činitele v zapojení se společnou bází na $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ hodnoty při nízkém kmitočtu;
- mezní kmitočet f_β je kmitočet, při němž poklesne hodnota proudového zesilovacího činitele v zapojení se společným emitorem na $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ hodnoty při

- nízkém kmitočtu;
- mezní kmitočet f_1 je kmitočet, při němž poklesne absolutní hodnota proudového zesilovacího činitele na 1. Definice je vztažena pouze na zapojení se společným emitorem;
- mezní kmitočet se uvádí vždy, ale jeho definice se liší. U starších typů najdeme obvykle f_a . Novější typy určené pro nízkofrekvenční nebo obrazové zesilovače mají stanovený mezní kmitočet f_β , typy pro nízkofrekvenční zesilovače pak f_1 . Někteří výrobci uvádějí maximální kmitočet f_{osc} , který je vždy větší než f_1 v zapojení se společným emitorem;
- tepelný odpor K mezi systémem a pouzdrem diody určuje přípustný ztrátový výkon P_{max} v daných pracovních podmínkách. Udává se vždy s maximální přípustnou teplotou systému.

Další parametry určují tranzistor již podle předpokládaných pracovních podmínek.

Tranzistory pro výkonové stupně zesilovačů určují tyto parametry:

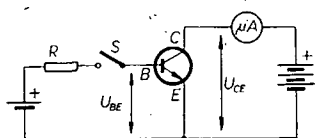
- stejnosměrné proudové zesílení

$$\frac{I_C - I_{CE0}}{I_B} \quad \text{se definuje obvykle ve}$$

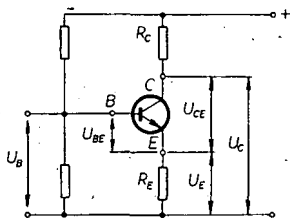
třech různých pracovních bodech, a to při malém proudu I_C a velkém napětí U_{CE} , při velkém proudu I_C a malém napětí U_{CE} , v pracovním bodě někde mezi oběma uvedenými, obvykle v místě maxima;

- budící stejnosměrné napětí U_{BE} , potřebné pro nastavení pracovních bodů uvedených v předchozím odstavci;
- saturační odpor R_s , tj. odpor, který klade tranzistor proudu z emitoru do kolektoru, je-li zcela otevřen;
- U_{CEmax} a I_{CE0} při emitorovém přechodu s daným napětím v nepropustném směru. Tento případ nastává v praxi u zesilovačů v třídě B;
- závěrné napětí U_{EB} mezi emitorem a bází.

Jediné, co může u dobrého tranzistoru ovlivnit velikost zbytkového proudu kolektoru, je teplota. Zahřátím tranzistoru o 10 °C se I_{CE0} zvyšuje zhruba 2×. Protože průtokem proudů dochází k ohřevu přechodů, je nutno zapojit tranzistor do obvodu tak, aby obvod tento průtok stabilizoval – stabilizace pracovního bodu



Obr. 29. Zapojení obvodu tranzistoru



Obr. 30. Stabilizace pracovního bodu tranzistoru

(obr. 30). Řeší se vhodnou volbou pracovních odporů v elektrodách tranzistoru. Zvýší-li se teplota tranzistoru, začne téci větší proud, který na emitorovém odporu vyvolá větší úbytek napětí, čímž se zmenší proud tranzistoru a tranzistor ochladne. Účinnější stabilizace se dosáhne, zapojí-li se i báze do odporového děliče napětí. Čím větší proud báze vyžadujeme (vyšší výkon tranzistoru), tím „tvrdší“ rezistory (s menší hodnotou) musíme použít. Je-li tranzistor zapojen v obvodu zesílení střídavého napětí, vzniká na emitorovém odporu tzv. záporná zpětná vazba, která silně tlumí zesilovací účinek tranzistoru. Aby k ní nedocházelo, musí být emitorový odpor překlenut kondenzátorem o takové kapacitě, která by pro zesilovaný kmitočet představovala praktický zkrat, tj. $\frac{1}{\omega C}$ se

musí rovnat jednotkám ohmu. Stabilizaci pracovního bodu tranzistoru lze také řešit pomocí diody, zapojené v obvodu báze. Toto zapojení se však užívá jen tam, kde vyžadujeme velmi dokonalou stabilizaci pracovního režimu obvodu tranzistoru.

Oscilační obvod LC

V předešlé kapitole jsme si řekli, že tranzistor je zesilovací (tzv. aktivní) prvek, čili, přivedeme-li na jeho vstup (bázi) napětí, které umožní průběh proudu mezi emitelem a bází, bude na zatěžovacím rezistoru, zapojeném na výstupu tranzistoru v kolektorovém obvodu napětí (protékající proud) A krát větší (A je zesílení tranzistoru). Propojíme-li nyní výstupní stranu tohoto zesilovacího prvku (ale i zesilovače libovolného) vhodným vazebním členem s jeho vstupními zdírkami, vznikne tzv. zpětná vazba, která při správně přizpůsobeném vazebním členu způsobí rozkmitání zesilovače. Obvod zesilovače s tímto členem se tak stane zpětnovazebním oscilátorem. Vazební člen musí v sobě zahrnovat fázově selektivní obvod, který musí výstupní napětí zesilovače přivést na vstup fázově posunutý tak, aby se toto napětí sčítalo se vstupním napětím. Označíme-li napětí přivedené z výstupu na vstup jako βU , kde β je činitel kladné zpětné vazby, pak lze zjistit, že při určité hodnotě β není již potřebné budící vstupní střídavé napětí a přesto bude na výstupu zesilovače výstupní střídavé napětí. Zesilovač se rozkmitá vlastními kmity a stal se oscilátorem, tj. splnila se podmínka vzniku oscilací: $\beta A = 1$. Jestliže je součin βA menší než 1, pak se kmit utlumí, oscilátor

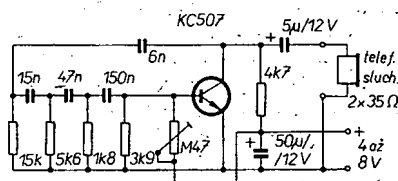
přestane kmitat, je-li součin větší, výstupní napětí se zvětšuje, pokud je zesilovač lineární. Protože je linearita zesilovače konečná a v omezeném rozsahu nastane po překročení oblasti linearity útlum, amplituda kmitočtu oscilátoru dosáhne ustáleného stavu. Amplituda oscilací je tedy dána zesílením zesilovače a kmitočet vzniklých oscilací je dán kmitočtově závislým vazebním členem – jeho rezonanční kmitočtem, tj. kmitočtem, který propouští vzhledem k ostatním kmitočtům s nejmenším útlumem.

Vazební člen může být buď kapacitně indukční (obvod LC), nebo kapacitně odporový (obvod RC). U obvodu LC platí, že kmitočet obvodu $f_2 = \frac{25310}{LC}$

[MHz, μH , pF]. Pro oscilátor využívající vazebního členu RC musí zesilovač mít určité minimální zesílení, aby mohly vzniknout oscilace. Pro vazební obvod RC, který splňuje podmínku oscilací

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{3RC}} \text{ je nutné, aby měl zesilovač}$$

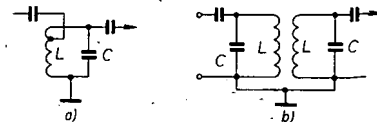
proudové zesílení minimálně 8. Tuto podmínku pro nf kmitočty běžně splňují křemíkové tranzistory. Aby mohly oscilace vzniknout, musí, jak jsme si již řekli, být výstupní napětí přivedeno na vstup ve vhodné fázi. Protože z předchozí kapitoly víme, že kondenzátor posouvá fázi napětí, lze seřazením vhodně volených kondenzátorů a rezistorů dosáhnout žádaného fázového posuvu. Pro ilustraci je na obr. 31 schéma zapojení jednoduchého nf generátoru.



Obr. 31. Zapojení jednoduchého nf generátoru RC

Vraťme se nyní k rezonančnímu obvodu LC. Připojíme-li jej do libovolného obvodu (zdroje či zátěže), vždy tímto připojením k němu připojíme paralelní odpor tohoto obvodu, čili obvod zatímíme. Čím je odpor menší, tím je tlumení obvodu LC větší a jeho jakost menší. Požadujeme-li velkou selektivitu (vybíravost) obvodu, pak je třeba, aby toto tlumení bylo co nejmenší, čili připojený rezistor musí mít velký odpor. V praxi je to však obtížné proveditelné. Ani oddělení obvodu kapacitou nezmění podstatněji tlumení, protože připojený odpor (zdroje či zátěže) se při daném kmitočtu přes tuto kapacitu převádí s tím, že podle velikosti této kapacity, která pro tento kmitočet má určitý kapacitní odpor, vytvoří odporový dělič, který jednak zmenšuje převáděné napětí na obvod LC, jednak součet těchto dvou odporů v sérii vytvoří paralelní tlumení obvodu LC.

Toto je jeden z prakticky použitelných způsobů připojení obvodu LC k činnému obvodu. Kromě kapacitního děliče lze také použít indukční dělič, aby impedance zdroje či zátěže (tranzistoru) méně tlumila laděný obvod. Vhodnou volbou tohoto děliče lze dosáhnout optimálního



Obr. 32. Filtry: a) jednoduchý laděný obvod LC, b) pásmová propust

výkonového přizpůsobení tranzistoru k obvodu. Platí, že čím těsněji jsou laděné obvody vázány s tranzistory, tím větší je zesílení, zmenšuje se však činitel jakosti obvodů vlivem zatížení vnitřním odporem tranzistoru a zvětšuje se šířka přenášeného pásma.

Mají-li obvody v jednotlivých stupních zesilovače velkou jakost, lze dosáhnout dobré selektivity; správné nastavení celého zesilovače je však obtížné a bez vhodných měřicích přístrojů, tj. bez rozmlítače a osciloskopu prakticky nemožné.

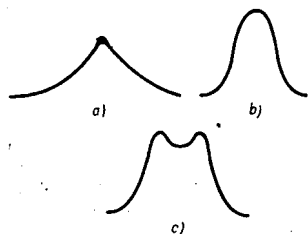
Jednoduchých laděných obvodů (obr. 32a) se také využívá k sestavení filtru soustředěné selektivity. Ten se pak zapojí na vstup širokopásmového neladěného zesilovače. Filtrem soustředěné selektivity lze dosáhnout dostatečně strmých boků křivky propustnosti pro určitou část kmitočtového pásma ještě před zesílením, čímž se značně zmenší náchylnost k parazitní modulaci (viz dále).

Jako vazební selektivní články ve vysokofrekvenčních obvodech přijímačů se nejčastěji používají pásmové propusti (obr. 32b). V obvodu se využívá jak jejich selektivity, tak i jejich vlastnosti jako impedanční transformátor. Pásmovými propustmi lze dosáhnout větší selektivity při menším počtu zesilovacích stupňů. Jejich výhody lze shrnout do těchto bodů:

1. Selektivita zesilovačů s pásmovými propustmi je mnohem lepší než zesilovačů s jednoduchými obvody.
2. Součin zisku a šířky pásma může být vzhledem k zesilovači s jednoduchými laděnými obvody až dvojnásobný.
3. V okolí rezonančního kmitočtu je křivka propustnosti mnohem plošší než u zesilovače s jednoduchými laděnými obvody.

Obvody pásmové propusti lze vzájemně vázat indukční nebo kapacitní napětovou či proudovou vazbou. Při kapacitní vazbě jsou oba obvody od sebe dokonale odstíněny. Důležitým parametrem, který má značný vliv na tvar rezonanční křivky pásmové propusti, ať již vázané indukčně nebo kapacitně, je stupeň vzájemné vazby. U indukčně vázaných obvodů je stupeň vazby závislý na vzdálenosti obou cívek, a jsou-li obě cívky umístěny na společné kostičce, i na vzdálenosti jader uvnitř cívek. Jsou-li cívky umístěny vedle sebe, zvětšuje se stupeň vazby se zmenšující se vzdáleností obou cívek.

U kapacitně vázaných pásmových propustí závisí stupeň vazby na kapacitě vazebního kondenzátoru. Je-li vazba mezi obvody volná, pak jde o podkriticky vázanou pásmovou propust. Rezonanční křivka má stejný průběh jako u jednoduchého laděného obvodu. Zvětšuje-li se vazba (přibližováním cívek či zvětšováním kapacity vazebního kondenzátoru), zvyšuje se vrchol křivky propustnosti. Po dosažení kritické vazby přestane křivka „narůstat“, čili výstupní vf napětí se pak již nezvětšuje



Obr. 33. Vzájemná vazba dvou laděných obvodů: a) podkritická, b) kritická, c) nadkritická

a při dalším zvětšování vazby se začnou tvořit na křivce dva vrcholy, střed křivky se začne „propadávat“, viz obr. 33. Čím je vazba těsnější, tím jsou vrcholy proti středu výraznější. Stupeň vazby je nadkritický a na rezonanční křivce jsou tři charakteristická místa, odpovídající třem kmitočtům, a to původnímu střednímu kmitočtu (nejnižší místo vrcholu charakteristiky) a dalším dvěma kmitočty (vrcholy křivky). Nadkritická vazba je přípustná jen u monofonního přijímu a to do poklesu středu křivky 3 dB, kdy ještě nedochází k většímu zkreslení nf signálu, fázová charakteristika je však již nelineární.

U ladícího obvodu (cívka, kondenzátor) je splněna podmínka rezonance, platí-li že $2\pi f LC = 1$. U mf obvodů (např. s kmitočtem 10,7 MHz) je vhodné, aby měl kondenzátor větší kapacitu (nad 50 pF). Pak se bude tvar útlumové charakteristiky obvodu při změnách pracovních podmínek méně měnit. Indukčnost je u mf zesilovače realizována obvykle jako jednovrstvová cívka na kostřičce s feritovým nebo ferokartovým jádrem a celý obvod LC bývá ve stínícím krytu. V obvodech vstupní jednotky jsou používány cívky vinuté buď na kostřičku, nebo jen vzduchové, samonosné.

Zvláštním typem cívek, které se občas používají ve vf obvodech pro kmitočty nad 10 MHz, jsou cívky plošné. Taková cívka je vyrobena stejným způsobem, jakým se vyrábějí desky s plošnými spoji. Není jí tedy třeba pracně a přesně vyrábět, její rozměry a umístění na desce s plošnými spoji jsou předem přesně dány spojovým obrazcem. Protože tento typ cívek je použit i v dále popisované konstrukci přijímače (odpadne její pracovní výroba a nastavení), seznámíme se s jejich výrobou a tím i výrobou plošných spojů vůbec.

Plošné spoje se v tovární výrobě elektrických obvodů začaly objevovat po roce 1947. Nejprve se nazývaly tištěné, později obecně plošné spoje. Technologie výroby desek s plošnými spoji prošla za více jak tři a půl desítky let své existence řadou změn a značně se rozvinula. Mnohé výrobní metody časem zanikly, jiné si své místo udržely a dále se rozvíjejí, jako například technika chemického odleptávání.

Při odleptávací metodě je polotovarem budoucí deska se spoji izolační materiál plátovaný měděnou fólií – cuprextit, jehož základem je skelná tkanina s epoxidovým pojídlem. Obvyklá tloušťka měděné fólie na izolační podložce je 35 až 70 μm . Desky se vyrábějí v tloušťkách od 0,5 do asi 2 mm a to běžně jednostranně, popřípadě oboustranně plátované měděnou fólií. Vývoj se ovšem nezastavil, objevují se

desky s více než dvěma vrstvami nad sebou a také izolační materiály se modernizují – používá se např. teflon. Pojivy jsou potom melaminové nebo silikonové pryskyřice.

Princip zpracování desky je jednoduchý. Na měděnou fólii cuprextitové desky se vhodným způsobem nanese ochranná krycí barva na místa, která mají tvořit budoucí vodivé spoje či vinutí plošných cívek. Potom se deska vloží do leptacího roztoku (chlorid železitý apod.), který na nechráněných místech měděnou fólii odleptá. Po odstranění krycí barvy se obvykle spoje chrání proti oxidaci speciálním lakem, který má usnadnit pozdější pájení součástek. Způsobů nanášení ochranné vrstvy před leptáním je několik. Pro kusovou výrobu a v amatérské praxi se může krycí nátěr nanášet štětcem nebo trubičkovým perem. V tom případě vyhoví pro hrubší práce asfalt rozpustěný v benzínu, nebo nitrocelulózoový lak. Vzhled hotové desky je závislý na zručnosti kreslíře a na pečlivosti práce. Metoda přímého nákresu i pro pokusné účely zcela selhává, je-li spojový obrazec příliš jemný, což je případ plošných cívek se závity těsně vedle sebe. Zde pomůže jen metoda fotografická. Předloha spojového obrazce se nejprve nakreslí v několikanásobném zvětšení na kladívkovou čtvrtku nebo na vhodnou fólii (astralon). Pak následuje přefotografování předlohy ve skutečné velikosti na plochý film. Zmenšením zániknou možné nepřesnosti kresby. Ke zhotovení desky se spoji lze užít jak negativního, tak pozitivního diafilmu. Volba se obvykle řídí tím, jakou světlocitlivou emulzi pro další zpracování máme k dispozici. Při zvláště jemných spojových obrazcích se však určité odlišnosti obou metod mohou projevit buď tenčími nebo tlustšími čarami vzhledem k originálu.

Měděná fólie budoucí desky s plošnými spoji se předem řádně mechanicky i chemicky očistí a pak se na ni nanese světlocitlivá emulze. Negativní diafilm se na ni kontaktně překopíruje světlem bohatým na ultrafialové záření (výbojka). Po expozici se deska vyvolá ve speciální vývojce, která rozpustí neosvětlenou citlivou vrstvu. Potom následuje běžné odleptání v roztoku chloridu železitého. Pro hromadnou výrobu desek se spoji je fotografické zpracování pomalé a neekonomické a proto se při sériové výrobě používá sítotisková metoda nanášení krycích vrstev.

Má-li být v navrhovaném elektronickém obvodu použita cívka s předepsanou indukčností nejvhodnější konstrukce, pak jsou obvykle určujícími veličinami její jakost a geometrické rozměry. Je skutečností, že u plošných cívek mají obě tyto veličiny nevhodnou velikost v závislosti na indukčnosti. Dosažitelná jakost cívek je obecně určena především průřezem vodiče, vzdáleností mezi závity, geometrickým tvarem a ztrátovým činitelem izolační podložky. S určitým omezením platí zásada, že čím je vodič tenčí a vzdálenost mezi závity větší, tím je jakost cívky menší. U plošných cívek jde tedy o šířku fólie a šířku mezery mezi závity. Z technologických důvodů je poměr těchto rozměrů vzhledem k jakosti cívky nepříznivý. Také poměrně velká plocha styku vodiče celé cívky se základním materiálem zhoršuje jakost vlivem ztrátového činitele této pod-

ložky. Při vývoji plošných cívek je třeba volit vhodný kompromis mezi velikostí cívky, šířkou vodiče a mezerou mezi vodiči. Vyhoví-li výsledná jakost cívky pro žádoucí účel, získáme naopak velkou výhodu v jednoduché a snadno reprodukovatelné kusové a sériové výrobě.

Používání plošných cívek i v továrních výrobcích (TV přijímače) je zdůvodňováno snadnou realizovatelností bez nároků na další materiál, přesností a nenáročností provedení u libovolného počtu výrobních kusů a především velmi dobrou kmitočtovou stabilitou; stejné stability nelze dosáhnout u jiné běžným způsobem vinuté cívky.

Tvar plošných cívek může být různý. Pro nižší kmitočty se používají cívky ve tvaru spirály a to kruhové nebo pravoúhlé. Posledně jmenované cívky mají při stejném počtu závitů přibližně o 12 % větší indukčnost, jejich činitel jakosti je však při jinak stejných podmínkách horší, neboť se zmenšuje nejen impedancí vodiče, ale také vířivými proudy, vznikajícími na hranách „spirály“. Pro velmi vysoké kmitočty používají někteří zahraniční výrobci „plošné vlnovody“, např. u vstupních jednotek pro televizní přijímače na IV. a V. pásmu. Aby byly ztráty cívek (které jsou jen několik centimetrů dlouhé a většinou přímé) co nejmenší, odstraňuje se izolační materiál po stranách plošného vodiče, tvořícího střední část vlnovodu. Mechanická pevnost plošných cívek závisí především na vlastnostech izolačního podkladu, který se může například teplem zkroutit natolik, že jemné plošné závity popraskají. Plošné cívky mají své uplatnění hlavně ve vf obvodech, kde jsou potřebné indukčnosti malé, a v obvodech pracujících s větší šířkou přenášeného pásma – zde není na závadu menší jakost cívek.

Pro amatéry má použití plošných cívek význam poněkud jiný. Amatérské přístroje se dnes téměř ve všech případech konstruují na deskách s plošnými spoji. Zařízení popisovaná v odborných časopisech obsahují obvykle desku se spoji, kterou si zájemce může koupit hotovou v příslušné prodejně. Sestavení elektrické části přístroje se pak omezí na osazení desky součástkami. Rezistory a kondenzátory se prostě nakoupí. Horší je to s cívkami. Nedostatek vhodného materiálu, ale i zhotovení a nastavení cívky jsou mnohdy úskalím, které odradí od stavby. Proto se někteří konstruktéři vyvíjející přístroje pro amatérskou stavbu svažit nahradit vinuté cívky cívkami plošnými. Méně zkušení amatéři tak dostanou do ruky návod na zařízení, které jim bude při pečlivé stavbě a při použití předepsaných součástek pracovat na první zapnutí. Vzhledem k jistým elektrickým nedostatkům plošných cívek nemůže ovšem většinou jít o přístroje se špičkovou kvalitou po všech stránkách.

Při návrhu obvodu s plošnými cívkami je nutné především uvážit, zda je reálná možnost jeho reprodukovatelnosti a zda vlastnosti plošné cívky podstatněji neovlivní jeho správnou činnost. Pro výpočet indukčnosti plošné cívky existují experimentálně stanovené vzorce. Je třeba počítat s tím, že se skutečná indukčnost do

vypočítané bude vždy poněkud lišit. Návrh obvodu s plošnými cívkami je v současné době především experimentální záležitostí.

Plošné cívky jsou vlastně druhem rámové antény (podle zapojení v obvodu vysílací či přijímací); aby nedocházelo k vzájemné vazbě cívek, musí být od sebe dostatečně vzdáleny. Uvažované zesílení stupně pak musí být přizpůsobeno možné vzdálenosti vstupní a výstupní cívky.

Návrh, vývoj a výroba zkušebního vzorku plošné cívky až po „finální výrobek“ jsou značně časově náročné oproti návrhu cívky klasicky vinuté, neboť optimální rozměry je nutno stanovit především experimentálně. Optimální rozměry zjistíme obvykle až po několika úpravách a změnách; ty jsou však vždy spojeny se změnou spojení na desce s plošnými spoji. Jsou-li však již rozměry a poloha plošné cívky na desce s plošnými spoji přesně definovány, stačí pak jen zakoupit desku s plošnými spoji a víme, že žádný další materiál ke zhotovení cívky nepotřebujeme a že je indukčnost cívky již předem nastavena.

Protože se v další – konstrukčně stavební části budeme zabývat stavbou přijímače pro příjem velmi krátkých vln s použitím integrovaných obvodů, seznámíme se zde ještě zevrubně s výrobní technologií i obvodovou strukturou těchto integrovaných celků.

Mikroobvodová technologie

V mikroelektronické obvodové technologii lze realizovat na velmi malém prostoru – destičce či vhodném substrátu (podložce) – celé funkční sestavy, skládající se z mnoha desítek, stovek i tisíců obvodových celků.

Pro pochopení technologie výroby i činnosti integrovaných obvodů (dále jen IO) je vhodné krátké seznámení s principy polovodičové techniky jako základu pro řešení obvodů v integrované technice.

Fyzikální vlastnosti polovodičů jsou známy velmi dávno. Již v začátcích rozhlasového vysílání byly známy usměrňovací vlastnosti některých polovodičů, hlavně kysličníků kovů. Teprve však po roce 1948, kdy došlo k objevu tranzistoru, nastává prudký rozmach fyziky polovodičů.

Ke značnému rozšíření aplikací polovodičových prvků přispěl především značný pokrok ve znalosti polovodičových materiálů a v rozvoji technologií, používaných při výrobě polovodičových prvků. Právě v oboru polovodičů se během krátké doby potvrdila přímá závislost mezi kvalitou výrobků (tj. polovodičovými materiálem) a stupněm výrobní technologie.

Proč vlastně nebyl objeven tranzistor již dříve, když polovodiče a některé jejich elektrické vlastnosti byly již známy a jejich usměrňovacího účinku se využívalo již v raných dobách rozhlasové techniky? V polovodičích jsou nositelem elektrické vodivosti volné dvojice – elektron, díra, které jsou vytvářeny v polovodičovém materiálu příměsí vhodných chemických

prvků používaných jako donorů a akceptorů. Množstvím těchto příměsí je pak určována vodivost polovodičového materiálu. Vodivost typu p zajišťují např. příměsí bóru, vodivost typu n příměsí fosforu. Podle principu činnosti se pak rozlišují polovodičové prvky na součástky, u nichž se při zpracování signálu uplatňuje injekce nosičů a součástky, u nichž se zpracování signálu řídí účinkem elektrického pole. Aby měl polovodič vlastní vodivost při pokojové teplotě, je třeba, aby na $1,8 \cdot 10^{12}$ atomů křemíku připadal nejvýše jeden atom cizí příměsí. Je to však nepředstavitelná čistota základního materiálu, že ji lze dosáhnout pouze vynaložením neúčinnějších chemických a fyzikálních čisticích metod. To je důvod, proč nebyla vlastní vodivost, potřebná pro činnost tranzistorů (malý měrný odpor) pozorována již dříve, dokud nebyly technologické postupy vypracovány tak, aby bylo možno dosáhnout této čistoty. Dalším zlepšováním čistoty se zmenšuje měrný odpor polovodičů a tím se zlepšují i jeho vlastnosti přenosové a kmitočtové. U prvních germaniových a tranzistorů se měrný odpor pohyboval v rozmezí od stovek k desítkám ohmů, křemíkové tranzistory mají měrný odpor řádu desetin ohmů a méně.

Správná funkce polovodičové součástky závisí na přesném „dotování“ aktivními chemickými prvky. Když se rozměry součástky budou stále zmenšovat, bude se také zmenšovat celkový počet atomů těchto aktivních prvků v každé součástce a jejich statický obsah bude jiný. Při velmi nepatrných rozměrech polovodičových součástek mohou být odchylky v koncentraci nečistot tak velké, že naruší správnou činnost těchto prvků a proto ji není možno zanedbat. Jestliže se připustí přijatelná tolerance asi 10 %, je možno vypočítat minimální rozměry jednotlivých prvků, které se nesmí překročit, mají-li prvky pracovat podle předem určených požadavků.

Prakticky lze stanovit, že u polovodičového materiálu s měrným odporem $10 \text{ k}\Omega/\text{cm}^2$ nemůže být základní prvek menší než $100 \mu\text{m}$. Aby bylo možno zmenšit rozměry prvků, musí se použít materiál s menším měrným odporem (menší obsah příměsí) a podle toho volit vlastnosti součástky. Tak je možno při měrném odporu $1 \Omega/\text{cm}^2$ zmenšit lineární rozměry součástky ještě asi dvacetkrát.

Ovšem omezení rozměrů je diktováno také nežádoucími rozdíly ve velikosti jednotlivých prvků, jež jsou zaviněny nepřesnostmi ve výrobě. Totiž i velmi dokonalá fotografická technika při jejich výrobě (viz dále) má konečné meze dané délkou vlny světla. Vzhledem k ní musí být rozměry součástek řádu nejméně desítek mikronů. Rozlišovací schopnost lze však i v tomto směru zvětšit; nahradí-li se světelný paprsek proudem elektronů. Takto lze zmenšit rozměry základních prvků až na jednotky mikronů (viz čs. litograf).

Na rozměrovou velikost polovodičové součástky působí též vlivy, které rozrušují strukturu těchto nepatrných částíček polovodičového materiálu a zkracují dobu života celého zařízení pod přijatelnou mez. Z nich jsou nejobávanější:

- působení kosmického záření,
- radioaktivní vyzařování Země,
- vznik tepla v přístroji při jeho provozu.

Ačkoli to vypadá na první pohled dosti neočekávaně, hlavním omezovacím činitelem, který nedovolí ani v budoucnu trvale zmenšovat rozměry elektronických prvků pod určitou hranici, je právě kosmické záření, které k nám proniká z vesmírných dálek s velkou kinetickou energií. Účinná únosná ochrana proti tomuto záření není současnou technikou realizovatelná. Působení kosmických paprsků na polovodiče vytváří dočasný přebytek párů elektron – díra a tím se mění běžná doba života minoritních nositelů (přemisťují se atomy v krystalové mřížce polovodiče a vytvářejí se tak přídavné hladiny, působící záchytné pro nositele elektrického potenciálu). Někdy mohou způsobit rozpad jádra v atomu polovodiče a změnit jeho vlastnosti. V dostatečně velkém objemu nejsou jejich účinky vážné a pro funkci polovodičového prvku mají nepatrný význam. Jestliže se však rozměry prvků zmenší tak, že částice kosmického záření při nárazu rozruší část příslušného objemu, může se snadno stát, že prvek přestane správně pracovat a činnost elektronického zařízení se naruší. Aby se tyto škody udržely v přijatelných mezích, musí mít základní polovodičový prvek určité minimální rozměry. Pak je pravděpodobnost poruchy malá a doba života se prodlouží. Z uvedeného vyplývá, že doba života mikrosoučástky je i v tomto případě dána měrným odporem polovodiče. Při měrných odporech řádu $0,1 \text{ M}\Omega/\text{cm}^2$ by musel být prvek značně větší než 1 mm^3 , aby průměrná doba života při běžných dávkách kosmického záření byla alespoň 1 měsíc. Zmenší-li se měrný odpor v přechodové vrstvě polovodiče, lze zmenšit rozměry prvků i o několik řádů.

Vliv radioaktivního záření Země lze v úvaze o zmenšování rozměru zanedbat, neboť toto záření je ve srovnání s ostatními vlivy velmi malé. Není však zanedbatelná tepelná odolnost polovodičových součástek. Má-li se teplota součástky pohybovat v okolí 20°C , je nutné, aby přebytečné teplo, vzniklé při průchodu jmenovitého proudu součástkou, bylo odváděno jejím povrchem. Velikost povrchu a tedy i rozměry součástky jsou proto určeny tepelnými požadavky. Teplotní poměry jsou horší u polovodičů s malým měrným odporem a s většími proudy. Tolik k polovodičovému materiálu – křemíku, který je jedním ze základních stavběních materiálů integrovaných obvodů.

Současná výroba IO používá řadu rozličných výrobních technologií, jejichž souborný popis by obsáhl objemnější knihu. Pro objasnění principu si na základním značně zjednodušeném postupu ukážeme výrobu jednoduchého IO.

Z monokrystalu křemíku, který je vyráběn synteticky, se nařežou křemíkové destičky tloušťky asi $0,2 \text{ mm}$. Povrch těchto destiček, jejichž plocha se řídí velikostí krystalu a bývá i několik cm^2 , se nejprve mechanicky opracuje a pak chemicky leptá na tloušťku $0,075 \text{ mm}$. Povrch destiček je dokonale lesklý a hladký. Účelem leptání je obnažit původní strukturu materiálu krystalu odstraněním vrstvy narušené a deformované mechanickým opracováním. Takto opracované destičky se žijí v kyslíkové atmosféře při teplotě 1200°C . Na povrchu destičky vzniká vrstvička kysličníku křemičitého (skla), která dokonale chrání její povrch

proti vnějším vlivům. Na takto připravené destičce se pak postupně vytvářejí jednotlivé prvky celého obvodu.

Další, velmi zjednodušený postup výroby IO je následující: povrch destičky se pokryje tenkou vrstvou fotocitlivého materiálu, která se přes vhodnou masku osvětlí. V chemické lázni se na neosvětlených místech fotocitlivá vrstva odstraní, odstraní se i na druhé straně destičky, aby bylo možno odlepat kyslíčkovou vrstvu v těch místech, do nichž je třeba difundovat vhodné příměsi za účelem získání oddělovacích zón. V této fázi se na destičce objeví několik budoucích jednotlivých integrovaných obvodů, čipů, každý o rozměru např. $1,5 \times 1,5$ mm. Jejich počet na jedné destičce je dán rozměry destičky. Jednotlivé obvodové prvky každého obvodu se zhotovují současně na všech integrovaných obvodech, které jsou na této jedné křemíkové destičce.

Vhodné příměsi se do základního materiálu typu n difundují v peci v atmosféře plynného bóru za vysoké teploty. Bór difunduje obnaženými místy do hloubky materiálu a vytváří v něm vrstvu s vodivostí typu p. Přitom bór neproniká ani při těchto teplotách (okolo 1000°C) kyslíčkovou vrstvou. Pak se zvýší teplota v peci na 1300°C a atmosféra se změní na kyslíčkovou. Na obnažených místech se opět vytvoří kyslíčková vrstva a současně se postupující difúzí vytvoří zcela oddělitelné oblasti původního materiálu typu n, které pak slouží jako kolektory budoucích tranzistorů. Báze tranzistorů (stejně jako rezistory) se vytvoří obdobnou fotochemickou metodou maskování a difúzí bóru. Obnažená místa se při výrobě vždy chrání kyslíčkovou vrstvou (skleněná vrstvička).

Emitory tranzistorů vzniknou difúzí příměsí typu n – fosforu – rovněž při teplotách 1200°C . Současně se touto difúzí vytvářejí kontakty báze. Po difúzi se povrch opět chrání kyslíčkovou vrstvou. Pro vytvoření spoju mezi jednotlivými prvky se opět fotochemickou procedurou odstraní kyslíčková vrstva a destička se vloží pod vakuový zvon. Na obnažená místa se napaří hliníkové pásy – spoje. Tím je hromadná výroba čipů na jedné křemíkové destičce hotová a destička se rozřeže na jednotlivé čipy, které se připájejí eutektickou pájkou na speciální patici s příslušným počtem vývodů. Tyto vývody se pak propojí tenkými (např. zlatými) drátky s hliníkovými ploškami vývodů na čipu termokompresním pájením. Následuje optická a elektrická kontrola a čip se hermeticky zapouzdří a opět komplexně přezkouší.

Toto je ukázka postupu výroby IO s p-n a n-p vrstvami, čili tzv. bipolárními tranzistory. V současné době se již široce prosadila technika výroby IO s tranzistory typu MOS (kov – kyslíčnik – polovodič), u nichž je zesilovací prvek řízen elektrickým polem. U tohoto typu tranzistoru je báze (hradlo; označuje se G, gate) vytvořena jako kovová (nejčastěji hliníková) elektroda na izolační vrstvě kyslíčniku křemíčitého. Báze je vytvořena nad kanálem mezi dvěma difúzními elektrodami, emitorem a kolektorem. Průchod proudu tímto kanálem je řízen napětím na takto vytvořené bázi. Napětí indukuje prostorový náboj v povrchové vrstvě kanálu, vytváří se elektrické pole a tak se mění velikost

a někdy i typ vodivosti kanálu. Není-li na bázi přivedeno napětí, kanálem neteče žádný proud. Při záporném napětí na bázi p proti emitoru u tranzistoru s vodivostí p se přes kyslíčkovou vrstvičku indukuje kladný náboj a kanál vede proud. Při kladném napětí se odpor kanálu zvětšuje.

Protože technologií MOS lze realizovat i kondenzátory, lze touto technologií konstruovat nejen logické, ale i paměťové obvody. Menší potřebný počet technologických operací při výrobě součástek typu MOS vyplývá z toho, že tranzistory i rezistory mají dva stejné difúzní kanály a že odpadá potřeba izolačních přechodů. Díky tomu potřebují obvody MOS menší plochu křemíkové destičky, proto také lze řešit složité IO s prvky MOS na křemíkové destičce s relativně malou plochou.

Tak jako v logických obvodech číslicové a televizní techniky se velmi intenzivně pokračuje v rozsáhlé integraci obvodů. I když zpracování analogových, kmitočtově separovaných signálů je v integrované technice obtížnější, přesto vznikají stále nová obvodová seskupení, zdárně řešící tyto pro spotřební elektrotechniku důležité úkoly. Obtíž integrace s větší hustotou tkví hlavně v tom, že při klasickém řešení obvodů přijímačů se neobejdeme bez kondenzátorů větších kapacit a především bez civek. Návrháři a konstruktéři těchto IO si však i zde vedou velmi dobře. Při svých návrzích vycházejí z předpokladu, že lze vyrobit libovolný počet aktivních prvků na poměrně malém prostoru. Z klasické součástkové technologie je zase známo, že některé funkce, původně řešené např. cívkami, lze obejít vhodně řešenými obvody s aktivními prvky.

Tohoto poznatku je v plné míře využíváno. Zvětší se sice mnohonásobně počet aktivních prvků – tranzistorů na jednom čipu, ale tato skutečnost není na závadu. Většinou jsou takto řešené obvody kmitočtově mnohem stabilnější při změnách teploty i napětí. Tyto elektrické obvody se ve svém „funkčním výsledku“ chovají jako velká indukčnost či kapacita (např. malá kapacita násobená zesilovacím činitelem tranzistoru). Celkové zapojení obvodu i jeho vnitřní funkční činnost jsou sice naprosto rozdílné od klasického zapojení, ale odezva výstupního signálu na vstup je stejná. V některých případech je zajištěno např. menší zkreslení zpracované informace.

V televizní technice jsou již ve velké míře integrovány rozsáhlé obvody rozkladových a barvosných zařízení. V rozhlasové technice se vyrábějí obvody, v nichž jsou na jednom čipu soustředěny veškeré aktivní a pasivní prvky celého přijímače včetně nf zesilovače s výkonným koncovým stupněm.

Při montáži integrovaného obvodu do desky s plošnými spoji se vývody obvodu DIL zasouvají do děr o průměru 0,8 až 1 mm, vzdálených od sebe 2,5 mm. Spodek pouzdra nemá ležet na desce, má být vzdálen od ní asi 0,5 mm; osazení na vývodech zaručuje tuto vzdálenost. Při vložení vývodů do děr se dva úhlopříčně ležící vývody ohnou, aby se během pájení nemuselo pouzdro k desce přitlačovat. Při pájení se doporučuje dokonale uzemnit hrot páječky. Doba pájení jednoho vývodu by neměla být delší než 5 sekund. Je-li třeba zapájený IO vyjmout z desky,

doporučuje odborná literatura použít páječku s odsáváním cínu. Tyto páječky jsou však u amatérů spíše výjimkou; lze si však pomoci nahřátím všech kontaktů najednou pistolovou páječkou následovně: nahřejeme všechny vývody na jedné straně a šroubovákem vykloníme pouzdro na jednu stranu, až se vývody vysunou z děr, pak totéž uděláme s vývody na druhé straně a pouzdro vysuneme z destičky.

Uvedený způsob montáže a demontáže IO přímo na destičku však nelze doporučit; je to způsob nouzový, který sice ušetří částku na objímku, zato však značně zvětší pravděpodobnost zničení IO a neumožní snadnou a rychlou výměnu. Objímky pro IO tohoto typu vyrábí n. p. TESLA Liberec a jsou běžně k dostání. Objímku zapájíme do plošných spoju běžným způsobem (bez zasunutého IO). Obvod zasouváme do objímky až po alespoň částečné zkoušce a důkladné kontrole celé desky s plošnými spoji i součástek.

Při zapojování integrovaných obvodů je nutno dbát na to, aby bylo znemožněno přivést na polovodičovou podložku v IO (na substrát) jiné napětí, než je předepsáno. Obvykle to znamená, že nesmí být jako napájecí napětí přivedeno záporné napětí. Pokud bychom zaměnili polaritu napájecího napětí, dojde k průrazu této podložky, z tranzistorů se stanou diody a integrovaný obvod je zničen. Proto pozor na přepólování i případné otočení IO v objímce (je-li při zapojování použita).

Jedna užitečná rada: připojíme-li při uvádění do provozu k desce s plošnými spoji s IO napájecí napětí 1 V až 1,5 V (monočlánek) přes vhodný miliampérmetr, může téci obvodem celé destičky jen nepatrný proud. Teče-li proud značný (desítky mA), je vada v zapojení, buď je někde na destičce zkrat, nebo je přepólován IO. Při tomto malém napětí k průrazu polovodičové podložky obvykle ještě nedochází a IO je tak včas ochráněn před zničením. Může se také stát, že při překreslování desky s plošnými spoji se omylem zhotoví zrcadlový obraz spoju a pak jsou přirozeně polovodičové prvky zapojeny obráceně. Na tuto závadu lze kromě důkladné kontroly přijít pouze uvedenou zkouškou nebo zničením IO při přímém připojení jmenovitého napájecího napětí.

Amplitudová a kmitočtová modulace

Běžné rozhlasové vysílače používají pro modulaci nosného kmitočtu nízkofrekvenčním kmitočtem amplitudové nebo kmitočtové modulace. Daný vysílač pak v příslušném kmitočtovém pásmu vysílá tzv. nosný kmitočet (kmitočet vysílače), který je modulovaný nízkofrekvenčním (zvukovým) kmitočtem. Modulovaný nosný kmitočet má schopnost šířit se volným prostorem a umožňuje tak přenášet namodulovanou informaci (rozhlasový pořad) bezdrátově. Podle způsobu modulování nosného kmitočtu známe dva základní druhy modulace a to amplitudovou a kmitočtovou (existují ovšem ještě další druhy modulace, ale ty se v běžné

komerční rozhlasové praxi nepoužívají). Modulací nosného kmitočtu střídavým nízkofrekvenčním signálem vznikají dvě postranní pásma, odpovídající kladným a záporným odchylkám střídavého modulačního signálu od nosného kmitočtu (nosná \pm modulační kmitočet). Obě postranní pásma jsou vyzařována anténou vysílače a šíří se prostorem k anténě přijímače. Anténa vysokofrekvenční signál zachytí a přivede jej k zpracování na vstup rozhlasového přijímače.

V pásmu středních a krátkých vln vysílají vysílače amplitudově modulovaný signál nosného kmitočtu. Čím je modulační kmitočet vyšší, tím je k přenosu potřebné širší přenášené pásmo. Aby se do příslušného rozhlasového pásma, např. SV, vešlo co nejvíce stanic s přijatelnou kvalitou přenosu, bylo mezinárodně dohodnuto, aby kmitočtový odstup vysílačů, tj. jeden přenosový kanál pro vysílač byl 9 kHz. Nemají-li se sousední vysílače vzájemně rušit, neměl by tedy být přenášený kmitočtový rozsah větší než polovina tohoto kmitočtu. To znamená, že lze přenést modulační kmitočet pouze do 4500 Hz. Průběh nf charakteristiky modulačního signálu amplitudově modulovaného vysílače má tvar Gaussovy křivky (zhruba tvar zvonu) se šířkou pásma na vrcholu křivky asi 2,5 až 3 kHz, směrem k patě křivky se šířka pásma zvětšuje. V místech s dostatečnou intenzitou pole signálu vysílače lze pak přijímat signály o kmitočtech vyšších, než je povolená šířka pásma ($\pm 4,5$ kHz). U středovlnných vysílačů celostátního významu, které vysílají s velkými výkony, se přenášená šířka pásma takto často rozšiřuje až o několik kHz. Tím se stane, že v blízkém okolí vysílače, v němž intenzita pole je značně větší než intenzita rušení, je kmitočtový rozsah přijímaného signálu velmi dobrý. Avšak ve větších vzdálenostech od vysílače, tj. tam, kde se intenzita signálu podstatně zmenšila, jsou signály kmitočtů nad 3 kHz velmi slabé. Uvažíme-li dále výskyt různých elektrických poruch a praskotů, pak je zřejmé, že příjem ve větších vzdálenostech je značně nekvalitní.

Ještě horší je to s dynamikou reprodukce u amplitudově modulovaného signálu. Dynamikou reprodukce se v tomto případě rozumí rozsah intenzity reprodukováného zvuku pro určitou nastavenou hlasitost poslechu. Dynamika rozhlasové reprodukce dosahuje u amplitudově modulovaného signálu při jakostním příjmu pouze 26 dB, zatímco dynamika orchestru v koncertním sále je až 70 dB i více (podle obsazení nebo druhu orchestru).

Ve větších vzdálenostech od vysílače, kdy do přijímaného signálu pronikají jak elektrické, tak i atmosférické poruchy, se kvalita reprodukce rychle zhoršuje. Přenášené pásmo musí být na přijímací straně co nejvíce zúženo a musí se „ořezat“ vyšší kmitočty, aby se omezilo rušení v reprodukci, které je právě na vyšších slyšitelných kmitočtech intenzivnější a pronikavější. Tím se ovšem zmenšuje jakost reprodukce. Použije-li se k přenosu signálu amplitudová modulace, nelze sebelepší konstrukcí přijímače dosáhnout toho, aby do určité úrovně elektro-

magnetického pole vysílače (desítky μV) v místě příjmu nebyla reprodukce bez rušivých signálů. Rušení nelze omezit bez omezení jakosti reprodukce přijímaného pořadu. Jedinou, avšak z hlediska posluchače nerealizovatelnou cestou, je zvětšit výkon vysílače.

Proto se již před mnoha lety začala používat modulace signálu nosného kmitočtu, při níž lze přenášet nejen větší šířku pásma, ale také zajistit, aby reprodukce byla sytější a bohatší, aby měla lepší dynamiku, tzv. kmitočtová modulace (KM – někdy označováno FM – frekvenční). Tento druh modulace je značně technicky náročný, má však velkou výhodu v tom, že jakost reprodukce lze ovlivnit vhodně řešenými obvody přijímače a dosáhnout jakostní reprodukce i tehdy, je-li přijímač v místě s velmi malou intenzitou pole, mnohonásobně menší, než jaké by bylo třeba k jakostnímu příjmu signálu středovlnného vysílače. Dynamika reprodukce, tedy poměr mezi nejslabším a nejsilnějším reprodukováným signálem, je u kmitočtové modulace až 45 dB.

Nf signál určený k modulaci signálu nosného kmitočtu má jednak určitou okamžitou velikost amplitudy (hlasitost) a jednak určitý kmitočet. U amplitudově modulovaného signálu se mění amplitudou nf signálu původně konstantní amplituda nosné vlny, v této souvislosti hovoříme o hloubce modulace; při hloubce modulace 100 % se mění amplituda nosné vlny od nuly do maxima. Nízkofrekvenční signál svou amplitudou a svým kmitočtem tvoří tedy obalovou křivku mnohonásobně vyššího nosného kmitočtu.

U kmitočtové modulace se při sinusovém průběhu nízkofrekvenčního modulačního napětí mění kmitočet nosné vlny souměrně kolem základního kmitočtu a to o velikost přímo úměrnou velikosti napětí modulačního kmitočtu, přičemž amplituda nosné vlny zůstává konstantní. Čím je toto modulační napětí větší, tím větší je odchylka (změna kmitočtu nosné vlny) na obě strany od původního kmitočtu. Tato změna (rozkmit) se nazývá kmitočtový zdvih (Δf). Je-li např. kmitočet vlny 70,7 MHz a je-li modulační napětí tak velké, že způsobí kmitočtový zdvih ± 50 kHz, pak se nosný kmitočet mění v rytmu modulačního kmitočtu od 70 650 kHz do 70 750 kHz. Kmitočtový zdvih je tedy závislý pouze na modulačním napětí. To znamená, máme-li modulační kmitočet např. 1 kHz o amplitudě tak velké, že způsobí kmitočtový zdvih 50 kHz, pak se tisíckrát za sekundu změní vysílací kmitočet z hodnoty 70 650 na 750 kHz a zpět. Čím je větší zdvih, tím je také větší dynamika reprodukce, ale obtížnější dosažení nezkresleného přenosu signálu jak na vysílací, tak i přijímací straně. Dovolený maximální zdvih je u nás 50 kHz, norma CCIR předepisuje 75 kHz.

Poměr kmitočtového zdvihu k modulačnímu kmitočtu ($\Delta f/f_m$) se nazývá index kmitočtové modulace (X). Z něj se usuzuje na šířku a amplitudu přenášených signálů postranních pásem, jimiž je dána potřebná šířka pásma, kterou musí v obvodu přijímače spolehlivě přenést, aby byl přenos signálu nezkreslený. Při monofonním příjmu je modulační kmitočet vzhledem ke zdvihu zanedbatelný, u stereofonních signálů však zvětšuje potřeb-

nou šířku přenášeného pásma. Ta do určité míry určuje rozsah a dynamiku přenosu; strmost útlumové charakteristiky určuje útlum signálů; ležících po obou stranách přenášeného pásma (a tím i míru možných rušivých vlivů na užitečný signál) a omezení vzniku parazitní modulace.

Aby byla zajištěna dostatečně kmitočtově věrná reprodukce vysílaných signálů, musí být teoreticky minimální šířka přenášeného pásma dvojnásobkem součtu maximálního zdvihu a nejvyššího modulačního kmitočtu (čs. norma). Šířka pásma byla dříve častým zdrojem diskusí, přičemž se publikované údaje lišily až o dvojnásobek. K praktickému určení šířky pásma z hlediska přenášených kmitočtů se používá vztah $B = 2f_m N$, kde f_m je nejvyšší modulační kmitočet (pro mono 15 kHz, pro stereo 53 kHz). N určuje přenos nejvyššího postranního pásma pro f_m (číselné hodnoty nejvyššího uvažovaného řádu Besselovy funkce), potřebného ke kvalitní reprodukci.

Provedme následující úvahu: amplitudově modulovaný monofonní signál (až 15 kHz) je průměrně promodulován na 30 %; tomuto stupni promodulování odpovídá při kmitočtové modulaci zdvih $f = 15$ kHz (CCIR = 22,5 kHz). Pak indexu modulace $X = \Delta f/f_m$ ($15 : 15 = 1$) odpovídá podle tab. 7 třetí, případně čtvrtí (3,5)

Tab. 7. Číselná velikost Besselových funkcí pro celá čísla indexu kmitočtové modulace

$X = \Delta f/f_m$	1	2	3	4	5	6	7	8
N	3,5	5,2	6,5	8	9,2	10,5	12	13

řád Besselovy funkce, čili k reprodukci odpovídající dobrému příjmu signálu AM by mělo stačit přenést třetí, případně čtvrté pásmo. Přenášená šířka pásma pro monofonní signál je pak $B = 2 \cdot 15 \cdot 3 = 90$ kHz při průměrném zdvihu 15 kHz a 120 kHz při zdvihu 22,5 kHz. Je tedy vidět, že k dosažení reprodukce, odpovídající dobrému příjmu AM (což odpovídá slabému signálu při kmitočtové modulaci), stačí při kmitočtové modulovaném signálu přenést šířku pásma 90 až 120 kHz.

Při snaze o velmi jakostní reprodukci stereofonního signálu s plným promodulováním (až na 90 %) a při požadavku na plnou dynamiku je nutno šířku přenášeného pásma zvětšit až na 300 kHz i více, aby byl celý kmitočtový zdvih přenesen bez většího útlumu. Tento požadavek lze však respektovat pouze v případě značné intenzity signálu vysílače v místě příjmu.

Při dálkovém příjmu, kdy je v místě příjmu síla pole malá, zvětší se při této šířce pásma šum a příjem bude nekvalitní. Při extrémně úzkém pásmu se selektivita a zisk zesilovače obecně zvětšují, avšak na úkor kvality reprodukce, u níž se až do zúžení pásma rovnajícímu se součtu maximálního zdvihu a nejvyššího modulačního kmitočtu omezí (vlivem částečné ztráty výkonu – viz dále – který přísluší ořezaným postranním pásmům) pouze dynamika reprodukce. Reprodukce bude méně výrazná a při nepatrném rozladění (např. vlivem nestability oscilátoru) bude nf signál zkrácený. Dále budou méně potlačeny rušivé amplitudově modulované signály a při stereofonním příjmu se

zhorší přeslech mezi pravým a levým kanálem natolik, že stereofonní jev může zaniknout. Při dálkovém monofonním příjmu slabého signálu lze tedy omezit šířku pásma až na 120 kHz, je-li oscilátor přijímače stabilní a máme-li menší požadavky na dynamický rozsah reprodukce.

Kmitočtově modulovaný signál obsahuje teoreticky značně rozsáhlé spektrum kmitočtů. Amplituda postranních kmitočtů s jejich zvětšujícím se násobkem se poměrně rychle zmenšuje. Tento pokles je zobrazen Besselovou funkcí, u níž jednotlivé řady této funkce představují koeficienty pro určení výkonové hodnoty spektrálního rozložení modulačního kmitočtu kolem nosného kmitočtu. Pro velmi kvalitní přenos je možno zanedbat amplitudy postranních pásem menší než 1 % vzhledem k nemodulované nosné vlně. Při větším omezení se již projeví parazitní amplitudová modulace a přenesený výkon signálu modulačního kmitočtu se zmenšuje. Toto zkrácení lze omezit na zanedbatelnou míru, jestliže je šířka pásma „B“ přibližně 3 dB větší než $B = 2(\Delta f + f_m)$, kde f_m je maximální modulační kmitočet pro stereo 53 kHz a Δf maximální kmitočtový zdvih (50 kHz).

Okamžitý výkon modulačního signálu je dán integrací plochy ohraničené obalovou křivkou celého spektra přenášených postranních kmitočtů. Pro určení výkonu tohoto spektra musíme znát napětí jednotlivých složek postranního pásma, které lze určit z okamžité velikosti kmitočtově modulované nosné vlny. Velikost koeficientu pro určení jednotlivých složek spektrálního rozložení je tabulkovým údajem. Modulační index (X), jak již bylo řečeno, je poměr kmitočtového zdvihu k modulačnímu kmitočtu ($X = \frac{\Delta f}{f_m}$).

Pro přenos stereofonního signálu je po dosazení $X = 50/53 \approx 1$. Tomuto indexu odpovídají číselné hodnoty jednotlivých složek vzniklého čárového spektra kmitočtů, odkud získáme výsledný výkon přenášené části postranních pásem, omezených zvolenou šířkou propouštěného pásma kmitočtů selektivních propustí. Pro $X = 1$ je tedy poměrné napětí složek (tabulkový údaj vycházející z výkonové hodnoty spektrálního rozložení modulačního kmitočtu – řád Besselovy funkce – kolem nosného kmitočtu):

$A_0 = 7,651$; $A_1 = 4,4401$; $A_2 = 1,149$;
 $A_3 = 0,196$; $A_4 = 0,025$; ... $A_n = 0$;
 vyšší složky jsou zanedbatelné.

Protože nás zajímá výsledný výkon přenášeného spektra, vycházíme při jeho výpočtu přímo z uvedených údajů. Pořadové číslo složky, která ještě bude přenesena při příslušné šířce pásma kmitočtů, je dáno vztahem $n = \frac{B}{2f_m}$. Pro přenos

složek bude potřebná šířka pásma $B = 2f_m n = 2 \cdot 53,4 = 424$ kHz, což je poměrně značná šířka pásma. Celkový výkon tohoto čárového spektra modulačního signálu, který je přenesen takto širokou propustí, bude dán součtem výkonů nosného kmitočtu s výkonem spekter pravé i levé strany od nosného kmitočtu, tedy:

$$P = \frac{U_0^2}{R} + 2 \frac{U_1^2}{R} + 2 \frac{U_2^2}{R} + 2 \frac{U_3^2}{R} + 2 \frac{U_4^2}{R}$$

Vyjádřeno v procentech celkového výkonu modulovaného signálu pro $X = 1$ je:

$$P = P_0 + 2P_1 + 2P_2 + 2P_3 + 2P_4$$

a číselně pro $R = 1$:

$$P = 7,651^2 + 2 \cdot 4,401^2 + 2 \cdot 1,149^2 = + 2 \cdot 0,196^2 + 2 \cdot 0,025^2 = 99,99 \%$$

Zanedbáme-li přenos výkonů poslední složky čárového spektra ($2P_4$), bude celý přenesený výkon 99,98 %, čili o zanedbatelnou část menší, ale šířka propouštěného pásma potřebná pro přenos takto žádaného spektra bude potom $B = 2 \cdot 53 \cdot 3 = 318$ kHz. Při zanedbání další složky se výkon zmenší na 99,92 % a šířka pásma se zúží na $B = 212$ kHz. Při zúžení pásma na 212 kHz nebude tedy ještě přenos výkonů výrazně menší a dynamika reprodukce zůstane prakticky zachována.

Z uvedeného rozboru je zřejmé, že jak přenášený rozsah kmitočtů, tak i výkonový přenos jsou vyhovujícím způsobem zajištěny při přenášené šířce pásma 220 až 250 kHz. Pro běžné přijímače střední a lepší kvality určené pro monofonní i stereofonní příjem se proto používá tato šířka pásma, která zajišťuje nejen dobrý přenos všech nízkých kmitočtů, ale také dobrou dynamiku reprodukce.

Rušení příjmu rozhlasových pořadů

Velkou předností kmitočtové modulace při příjmu i vzdálenějších stanic je poměrně dobré potlačení poruch, různých praskotů, šumu a náhodně se vyskytujících a opakujících se elektrických signálů různých kmitočtů a amplitud.

Do vysokofrekvenčních obvodů přijímače přicházejí poruchy anténou, síťovým rozvodem při síťovém napájení, příp. přímou indukcí. Rušení se projeví tehdy, má-li rušící signál náhodně kmitočet rovný kmitočtu přijímaného kmitočtového pásma. Rušící signál se superponuje („namodulovává“) na přijímaný signál. Výsledný průběh napětí nosného kmitočtu je pak roven součtu napětí obou kmitočtů, rušící signál má za následek změnu původní amplitudy přijímaného signálu.

U AM závisí intenzita rušení při reprodukci na poměru užitečného a rušícího signálu. Má-li být tedy úroveň rušení co nejmenší, musí být, jak jsme si řekli, výkon vysílače co největší, zvětšováním zisku přijímače se současně zesiluje žádáný i rušící signál. U FM je tomu do jisté míry opačně. Protože maximální amplituda signálu nosného kmitočtu (pokud je dostatečná) nemá vliv na kvalitu signálu, lze ho značně zesílit s amplitudově superponovaným rušením. Takto zesílený signál se pak v omezovacích stupních zesilovače (viz dále) elektricky „ořízne“ na úroveň, potřebnou na modulované rušící signály.

Rušení příjmu je především dáno rušeními, která nelze ovlivnit, jako je např. atmosférické rušení (výboje) či šum odporů a rušení způsobená lidskou činností (různá jiskření elektrických přístrojů aj.). Šum odporů má charakter spojitý, rušení lidskou činností impulsní. Atmosférický šum je obojího druhu. Anténa, ať je jaká-

koli, přijímá všechny druhy rušení i šumu a přivádí je napáječem včetně vlastního šumu, který je dán jejím vyzařovacím odporem na vstup přijímače. U laděné antény jsou šumové poměry stejné pouze u signálů, které jsou v kmitočtové rezonanci s anténou. Dochází u nich k většímu nakmitání v napětí a tím ke zlepšení poměru signál-šum.

Zvýšení šumové hladiny dané připojením antény k přijímači se nahrazuje při výpočtech tzv. relativní šumovou teplotou antény, která udává, kolikrát větší šumový výkon produkuje anténa vzhledem k čistě činnému odporu stejné hodnoty. Tato relativní šumová teplota je kmitočtově závislá. Na nízkých kmitočtech je šum značný, směrem k vyšším kmitočtům klesá, minima dosahuje kolem 500 MHz, pak se opět zvětšuje. Za přítomnosti průmyslového rušení se míra relativní šumové teploty zvětšuje až padesátkrát proti ideálně elektronicky „tichému“ prostředí. Proto rušení může přehlubit signály za běžných podmínek přijímačem dobře zpracovatelné. To platí o příjmu zejména ve středovlnném a dlouhovlnném pásmu. Rušení lze pak zmenšit pouze úzce směrově antény.

Směrová anténa také zmenšuje nežádoucí rušení cizími stanicemi a omezuje příjem odražených signálů. Zde je vhodné upozornit, že antény, u nichž je aktivním prvkem skládaný dipól, výrazně lépe potlačují rušivé signály nižších kmitočtů, protože smyčka dipólu působí na těchto kmitočtech jako zkrat. Výhodné je použít k tomuto dipólu symetrický stíněný svod (u nás se zatím nevyrábí).

Atmosférické rušení se projevuje zejména v rozsahu DV a SV, v těchto pásmech se projevují poruchy jak místního charakteru (výboje), tak i rušení způsobené dálkovým šířením. Průmyslové rušení je intenzivnější ve městech než na venkově. V tab. 8 jsou uvedeny orientačně potřebné intenzity pole pro používaná rozhlasová pásma a prostředí příjmu. Údaje se v některých případech mohou dosti lišit od dané skutečnosti na „obě strany“. Zejména v údolí u velkého průmyslového závodu budou potřebné úrovně signálů podstatně větší a naopak na vyvýšeném místě s nízkým, velmi vzdáleným horizontem, bude stačit ke kvalitnímu poslechu výrazně menší úroveň signálů.

Tab. 8. Intenzity pole, potřebné k uspokojivému příjmu (orientační údaje)

Rozsah	Velké město	Malé město	Venkov
DV	5 až 10 mV	1 až 3 mV	pod 1 mV
SV	5 mV	1 mV	0,25 mV
KV	0,5 mV	0,2 mV	50 μV
VKV mono	10 až 100 μV	10 až 70 μV	3 až 20 μV
VKV stereo	0,2 až 10 mV	100 až 300 μV	pod 100 μV

Z uvedených důvodů proto dříve, než začneme uvažovat o stavbě či koupi přijímače, bude rozumné:

1. zhodnotit místní situaci, abychom nebyli zklamáni špatným příjmem,
2. postavit si dokonalou anténu podle situace místa bydliště.

Správným návrhem vstupních a zesilovacích obvodů přijímače lze dosáhnout dobré reprodukce i při méně jakostním signálu, pokud se jeho amplituda nezmenší na úroveň hladiny šumu. Poruchy, které se však mohou při příjmu i dosti silného signálu objevit (např. je-li anténa umístěna v blízkosti projíždějících automobilů, velmi často nedostatečně odrušených), jsou způsobeny tím, že při parazitní amplitudové modulaci rušícími signály vzniká současně fázová modulace, která má za následek změnu kmitočtu nosné vlny; ta se po demodulaci projeví i akusticky. Intenzita těchto poruch závisí na amplitudě a kmitočtu rušícího signálu, neboť ty určují jeho kmitočtový zdvih. Rušící signál bude mít tím menší zdvih (a tím menší „akustický projev“), čím je jeho kmitočtový rozsah blíže kmitočtu nosné vlny přijímaného signálu. Má-li užitečný signál velký kmitočtový zdvih, je právě podobnost rušení malá. Při zdvihu menším než 20 kHz je „akustický projev“ rušení srovnatelný s AM.

Aby se dosáhlo lepšího potlačení rušivých vlivů při příjmu vyšších kmitočtů u kmitočtově modulovaných signálů, jsou na vysílací straně zdůrazněny vyšší kmitočty (tzv. preemfáze), a to o 6 dB na oktávu zhruba od 2 kHz. Na straně přijímací se pak při monofonním provozu zařazuje člen RC (deemfáze), působící opačně, tj. upravující rozdílné zesílení signálů různých kmitočtů.

Vzájemné rušení dvou kmitočtů modulovaných stanic je při příjmu KM podstatně menší než při AM. Prakticky stačí, aby silnější signál měl v místě příjmu dvoj až trojnásobek intenzity pole, než jakou má a slabší signál bude potlačen. U AM musí být signál jedné stanice alespoň desetkrát silnější než signál druhé, vysílající na stejném kmitočtu, aby byla slabší stanice dostatečně potlačena.

Protože kmitočtově modulovaný signál má poměrně značnou šířku pásma, lze kmitočtově modulované signály vysílat pouze v pásmu velmi krátkých vln. V pásmech KV, SV nebo DV nelze kmitočtově modulované signály vysílat proto, protože by jednotlivé vysíláče zabíraly značnou část (nebo téměř celé) povoleného rozhlasového pásma. Protože však již i na VKV je v některých zemích doslova „tlačnice“ vysíláčů, volí se na vysílací straně menší modulační napětí a tím i menší kmitočtový zdvih – úplný signál pak zaujímá poněkud užší kmitočtové pásmo, což je ovšem na úkor dynamiky reprodukce.

Vstupní citlivost a šum přijímače

Citlivost přijímače lze definovat dvěma zcela odlišnými způsoby:

- a) velikostí signálu potřebného k dosažení určitého poměru signál/šum pro určitý výstupní výkon,
- b) pomocí šumového čísla přijímače.

Definice podle bodu a) vychází z údajů, které obdržíme na výstupu přijímače. Tyto údaje jsou ovlivňovány parametry přijímače, jako jsou impedance vstupu pro připojení antény, šum výstupních obvodů, šířka pásma přenášená přijímačem apod. Různé typy přijímačů pro příjem AM, FM či TV budou mít proto podle této definice různou citlivost, vzájemně nesrovnatelnou – údaj citlivosti proto neodpovídá v tomto případě kvalitě vstupních obvodů. Tak např. obdobně řešený vstupní obvod přijímače pro příjem televize a rozhlasu VKV bude mít např. pro příjem TV udávanou citlivost deset i vícekrát horší než v podstatě shodný obvod pro příjem VKV jen proto, že pro přenos TV signálu je potřebná šířka pásma mnohonásobně větší než pro příjem rozhlasu na VKV.

Vstupní citlivostí rozhlasového přijímače je myšleno nejmenší v napětí přivedené na vstup přijímače, které je ještě přijímač schopen přijatelně zpracovat. I když se obvykle usuzuje z údaje citlivosti přijímače na jeho kvalitu, ve skutečnosti tak tomu nemusí být. Skutečná kvalita přijímače je dána teprve souborem jeho přenosových vlastností. Velmi důležitá je přitom šířka pásma přenášená přijímačem a odstup signálu od šumu, vyjádřený poměrným číslem v dB. Poměr signál/šum určuje nejmenší možnou úroveň signálu na vstupu do přijímače, při níž je zajištěn dostatečně kvalitní nf signál. Normalizovaný poměr signál/šum pro monofonní signál je 20:1, tj. 26 dB; tento poměr zaručuje celkem uspokojivou jakost nf signálu. Dokonale čisté a kvalitní reprodukce s dobrou dynamikou se dosáhne teprve při poměru s/š 100:1, tj. 40 dB.

Pro udávanou vstupní citlivost je třeba také znát, při jaké vstupní impedanci přijímače byla měřena, neboť je-li citlivost měřena na vstupní impedanci 300 Ω, je přijímač zdánlivě méně citlivý než přijímač, jehož citlivost byla měřena při vstupní impedanci 70 Ω, a to zhruba o polovinu. Zúžení přenášené šířky pásma či zvětšení kmitočtového zdvihu při měření má za následek, že se vstupní citlivost přijímače relativně zvětší.

Definice podle bodu b) vychází z citlivosti dosažené na vstupním obvodu přijímače, tj. ve vysokofrekvenčních vstupních obvodech a neovlivňuje ji ani šířka přenášeného pásma, ani druh modulace, ani další stupně přijímače. Tato nezávislost umožňuje tedy objektivně hodnotit libovolné přijímače a navzájem je posuzovat a porovnávat. Určitým nedostatkem je skutečnost, že se citlivost přijímače určuje v oblasti nepatrných signálů, které jsou pro jakostní přenos nepoužitelné a navíc měření podle b) nerespektuje další způsob zpracování signálu v přijímači. Ovšem pro porovnání skutečné kvality vstupních obvodů je to jediná správná metoda.

Měření citlivosti podle definice a) je popsáno v normě ČSN 36-7090 pro přijímače AM; v normě ČSN 36 7091 pro přijímače FM.

Mezní citlivost přijímače je omezena jeho vlastními šumovými poměry. Vzhledem k tomu je kvalita přijímače definována šumovým číslem F . Šumové číslo je určeno poměrem signál/šum na vstupu přijímače k poměru signál/šum na výstupu přijímače. Pokud jsou známa šumová čísla F_1, F_2, F_3 jednotlivých stupňů přijímače a rovněž jejich výkonové zesílení

W_1, W_2, W_3 atd., je výsledné šumové číslo přijímače dáno vztahem, který byl definován Friisem:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} + \frac{F_3 - 1}{W_1 W_2} + \frac{F_4 - 1}{W_1 W_2 W_3} + \text{atd.}$$

Z této rovnice plyne, že největší podíl na šumu přijímače má jeho první stupeň. Přesto, že šum vzniká ve všech zesilovacích stupních, je ho výhodné přepočítávat na vstup, jako kdyby vznikl pouze na vstupních svorkách. Tento vlastní šum přijímače, vztažený na vstup, představuje určitý šumový výkon N_{sp} . Má-li přijímač celkové výkonové zesílení W , pak šumový výkon na výstupních svorkách bude:

$$N_{s2} = (N_{s1} + N_{sp}) W,$$

kde N_{s1} je šumový výkon dodávaný na vstupní svorky přijímače ze zdroje signálu, tj. z antény. Při dostatečném zesílení přijímače pak bude na jeho výstupu jak signál, tak i šum, přičemž odstup signálu od šumu bude závislý nejen na vstupním signálu, ale také na šumovém čísle F přijímače. Tento odstup bude tedy na výstupu přijímače F krát menší než na jeho vstupu. Bude-li minimální použitelný odstup signálu od šumu Q , pak nejslabší zpracovatelný signál na vstupu přijímače musí mít úroveň Q krát větší, než je úroveň vstupního šumového napětí.

Šum přijímače je v podstatě určován šumem jeho vstupních obvodů. Je dán tepelným šumem odporu vodičů (u antény se odpor vodiče nahrazuje odporem antény), indukčností tranzistorů. Proto je třeba, aby vstupní obvody přijímače měly co nejmenší vř odpor. Z toho důvodu se často doporučuje postříbřit či pozlatit vodiče na vinutí cívek. Vstupní obvody musí být tedy řešeny nejen vzhledem k maximálnímu přenosu vř energie, ale i s ohledem na minimální vlastní šum. Při dostatečném zisku vstupních obvodů s předzesilovačem lze dosáhnout toho, že šumové číslo přijímače je určeno převážně šumem tohoto předzesilovače. Šum ostatních obvodů se pak již téměř neuplatní. Je-li citlivost přijímače udávána v mikrovolttech a nikoli šumovým číslem, pak se obvykle předpokládá, že tato citlivost byla měřena při:

1. šířce pásma B (přenášené mf zesilovačem) 200 až 250 kHz,
2. odstupu nf signálu od šumu 26 dB,
3. vstupním odporu antény 70 nebo 300 Ω (musí být uvedeno),
4. kmitočtovém zdvihu 22,5 či 15 kHz,
5. nf výstupním výkonu 5 nebo 50 mW.

Absolutní hodnota vstupní citlivosti se udává napětím; při němž se zmenší výstupní výkon přijímače o 3 dB proti výstupnímu výkonu při velkém vstupním napětí, tj. při plném omezení.

Vstupní citlivost přijímače, tak jak se často udává v technickém popisu, je tedy veličina značně proměnná, a jak bylo ukázáno závislá na požadavcích, které jsou kladené na kvalitu reprodukce, danou výše zmíněnými parametry, tedy nf šířkou přenášeného pásma, poměrem mezi signálem a šumem na vstupu přijímače, vstupním odporem přijímače a šumem, který do přenosové cesty zanášejí zesilovací obvody, udávaným šumovým číslem F .

Jak se mění číselná hodnota citlivosti přijímače při úmyslné změně požadavků na kvalitu reprodukce, si znázorníme následující úvahou. Při tom budeme předpokládat použití ideálního přijímače, tj. takového přijímače, který i při extrémně velkém napětovém zesílení nevznášá do přenosové cesty signálu žádný další šum, čili jehož šumové číslo F se rovná 1.

Mezní šumový výkon převedený na vstup přijímače pak bude

$$w_{\min} = kT_0 B F p_i$$

a odtud mezní šumové napětí naprázdno na odporu R vstupního obvodu

$$U_{\text{vst}} = 4kT_0 B F R p$$

kde k je Boltzmanova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$,
 T_0 teplota [$^\circ\text{K}$],
 B minimální šířka pásma potřebná pro nezkrácený přenos signálu, určená ze vztahu $B = 2(\Delta f + f_m)$,
 F šumové číslo přijímače,
 R vstupní odpor přijímače, uplatňující se jako převodní činitel při přepočtu výkonu na napětí,
 p poměr signálu k šumu požadovaný na výstupu z přijímače.

V zatíženém stavu, tj. při připojení vnějšího zdroje (antény) na vstup přijímače se vstupní napětí při optimálním působení zmenší na polovinu. Součin $4kT_0$ se pak zredukuje a lze jej pro běžné situace pokládat za konstantu a po odmocnění psát jako $0,632 \cdot 10^{-10} \text{ V}$, nebo přímo v mikrovoltch $0,632 \cdot 10^{-4} \text{ } \mu\text{V}$ a představit před mocnítko, čili pro další výpočty se vztah zjednoduší na

$$U_{\text{vst}} = 0,632 \cdot 10^{-4} \sqrt{F} \sqrt{B} \sqrt{R} \sqrt{p}$$

Pro další úvahu si z tohoto vztahu určíme velikost prahového napětí, tj. napětí vstupního signálu, který se svou úrovní rovná šumovému napětí. Při dosazování do tohoto vztahu je vhodné přičíst k vypočtené veličině B nejméně 10 % vzhledem k možnému malému rozladění obvodů přijímače (oscilátor aj.). Pak při použití ideálního přijímače s $F = 1$ a s poměrem signál/šum $p = 1$ bude na výstupu s odporem 300 Ω pro monofonní signál s $f_m = 15 \text{ kHz}$ a $f = 50 \text{ kHz}$ $B_m = 143 \text{ kHz}$, a pro stereofonní signál s $f_m = 54 \text{ kHz}$ a $f = 50 \text{ kHz}$ $B_s = 226 \text{ kHz}$.

Výsledné prahové (šumové) napětí $U_{sm} = 0,632 \cdot 10^{-4} \cdot 1 \cdot 143 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 1 = 0,632 \cdot 10^{-4} \cdot 0,655 \cdot 10^4 = 0,41 \text{ } \mu\text{V}$
 $U_{ss} = 0,632 \cdot 10^{-4} \cdot 226 \cdot 10^3 \cdot 300 = 0,632 \cdot 10^{-4} = 0,52 \text{ } \mu\text{V}$.

Velikost šumového napětí pro stereofonní signál se zvětšuje úměrně se vzrůstem požadavků na šířku přenášeného pásma. Zvětšuje-li se vstupní signál, úroveň šumového napětí se zmenšuje.

Pro dostatečně kvalitní reprodukci je nutné, aby odstup signálu od šumu u monofonního příjmu byl nejméně 20:1 (26 dB), u stereofonie, kde je přenášená šířka pásma mnohem větší (součtový a rozdílový kanál), je nutné pro vyhovující poslech (pouze slabší šum) poměr 100:1 a pro kvalitní příjem odstup s/š nejméně 500:1. Pak je při opětovném použití ideál-

ního přijímače minimální vstupní napětí

$$U_{\text{vst m}} = 0,41 \cdot 20 = 1,8 \text{ } \mu\text{V},$$

$$U_{\text{vst s 100}} = 0,52 \cdot 100 = 5,2 \text{ } \mu\text{V},$$

$$U_{\text{vst s 500}} = 0,52 \cdot 500 = 11,6 \text{ } \mu\text{V}.$$

Je-li citlivost uváděna u vstupu pro souosý kabel (impedance $4 \times$ menší než 300 Ω , tj. 75 Ω), pak je výsledné vstupní

napětí $U_{\text{vst}} \cdot \frac{1}{4}$ poloviční, tedy citlivost dvojnásobná.

Uvedená šumová i vstupní napětí platí pro ideální přijímač. U reálného přijímače se bude tato nejnižší mezní dosažitelná intenzita signálu, zpracovatelná přijímačem, zvětšovat s druhou odmocninou šumového čísla přijímače. Pokud se v technickém popisu přijímače objeví menší čísla než jaká jsou odvozena výše, je to vždy na úkor některého z uvedených parametrů a tím i kvality reprodukce.

Z předchozí početní úvahy jednoznačně vyplývá, že nelze žádným technickým způsobem – kromě výrazného podchlazení vstupních obvodů, aby byla teplota T_0 co nejnižší – dosáhnout lepší citlivosti než jsou vypočítané údaje, aniž bychom zhoršili kvalitu reprodukce. Pokud se v odborné literatuře dočteme, že např. s určitým tranzistorem lze dosáhnout při odstupu s/š 26 dB citlivosti 0,6 μV , pak nám tato citace neříká z praktického hlediska nic, neboť zamlčuje řadu důležitých parametrů nutných pro úplnost údaje a méně zkušeného čtenáře pouze nevhodně utvrzuje v domněnce, že lze dosáhnout s cizími součástkami extrémních citlivostí. Rozhodně výhodnější je uvést, že vhodně konstruovaný vstupní obvod s tím či oním tranzistorem dosahuje šumového čísla např. 2,8. Pak již si lze udělat jasnou představu o tom, jak se přijímač s takovým obvodem bude blížit ideálnímu stavu.

Dosáhnout velké citlivosti přiblížením se ke stavu ideálního přijímače z hlediska šumových poměrů na vstupu je sice velmi důležité, ale v současné době, kdy jsou již k dispozici v tranzistoru s velmi malým šumovým číslem, je třeba klást mnohem větší důraz na potlačení parazitních signálů, znehodnocujících do značné míry jinak kvalitní příjem.

Parazitní modulace

Pod pojmem parazitní modulace lze shrnout vlivy rušivých napětí a signálů, které zhoršují kvalitu přijímaného signálu. Jde především o zkreslení amplitudy vlivem křížové modulace a změn kmitočtu oscilátoru přijímače intermodulace.

Křížová modulace vzniká na vř tranzistoru, který je zapojen za nedostatečně selektivním obvodem tehdy, jsou-li na něj přivedeny dva signály – žádaný a rušivý, přičemž amplituda rušivého signálu je podstatně větší než amplituda signálu žádaného. Rušící signál mění svým napětím pracovní bod tranzistoru a ovlivňuje tak kolektorový proud v rytmu změn tohoto napětí. Křížová modulace se obvykle projeví v nevelké vzdálenosti od silného vysílače u přijímače s malou selektivitou vstupních obvodů. Protože jde o amplitudové změny, budou tyto změny působit značně rušivě pouze při příjmu vysílačů AM. Při příjmu signálů FM a VKV v blízkosti silného vysílače se však vlivem změny pracovního bodu tranzistoru zhoršují pře-

nosové vlastnosti a zvětšuje se šum a náchylnost obvodů k nestabilitě až nakmitávání. Rozkmitá-li se tranzistorový obvod vlivem silného rušivého signálu vysílače, jsou takto vzniklé oscilace modulovány tímto rušivým signálem, což se projeví jako příjem této silné stanice na větší části stupnice nezávisle na ladění.

Došlo-li již ke křížové modulaci ve vstupních obvodech, nelze její důsledky v dalších obvodech žádným způsobem odstranit. Je tedy vhodné provést taková opatření, aby byl rušící signál dostatečně potlačen dříve, než dosáhne účinné úrovně. U tranzistorových přijímačů je nebezpečí křížové modulace mnohem větší než u přijímačů elektronkových, protože lineární část vstupní charakteristiky tranzistoru je kratší než u elektronek.

U obvodů s tranzistory je proto třeba, aby bylo dokonale kmitočtové „ořezáno“ propouštěné pásmo v žádaném kmitočtovém rozsahu dříve, než rušivý signál dosáhne nepřipustné velikosti a proniknou do obvodů mř zesilovače. To je také jeden z důvodů, proč se v současné době soustřeďuje veškerá selektivita mezifrekvenčního zesilovače na jeho vstup a pak se teprve signál zesiluje na potřebnou úroveň.

Nejběžnější parazitní modulací při silném elektromagnetickém poli blízkého vysílače, která často i zcela znemožní kvalitní příjem na VKV, je intermodulace. Vzniká nestabilitou oscilátoru způsobenou jeho „strháváním“ rušícím signálem. Nestabilita oscilátoru bývá obvykle vyvolána (přes obvod směšovače) příliš silnou vazbou směšovače a oscilátoru. Proto jsou k intermodulaci náchylnější kmitající směšovače než samostatné oscilátory. Při této parazitní modulaci je kmitočtové modulován signál oscilátoru rušícím signálem; modulované oscilační napětí se zmenšuje s přijímaným (naladěným) signálem na mř kmitočet a po zesílení a demodulaci se projeví jako rušivý signál v signálu přijímané stanice; dochází k současnému příjmu dvou stanic, vyladěné a místní. K zamezení intermodulace je proto vhodné použít jednak selektivní obvody na vstupu přijímače a jednak samostatný obvod směšovače i oscilátoru s velmi volnou vazbou na sebe, aby k ovlivnění oscilátoru nemohlo dojít.

Dobré kmitočtové omezení šířky přenášeného pásma jak ve vstupní jednotce, tak také v mř obvodech na výstupu ze směšovače značně omezuje možnost vzniku křížové modulace v mř zesilovači; samostatný oscilátor z větší části odstraní možnost vzniku intermodulace. To však ani zdaleka nejsou všechny možné rušivé vlivy, které mohou do značné míry nepříznivě působit na přijímaný signál, případně znemožnit jeho dobrou reprodukci. Jde tu v podstatě o činnost obvodů vstupní jednotky, u níž nevhodně řešenými obvody a nevhodným nastavením pracovních podmínek tranzistorů v předzesilovači, oscilátoru i směšovači mohou vznikat signály parazitních kmitočetů a další parazitní příjmy, jejichž vzájemným prolínáním, křížením a směšováním opět dochází k nežádoucímu zkreslení příjmu.

Jakost obvodů vstupní jednotky má také výrazný vliv na dobré potlačení signálu zrcadlového kmitočtu a signálu o kmitočtu, který je vzdálen od kmitočtu přijímaného vysílače o polovinu m kmitočtu, neboť signál tohoto kmitočtu může m zesilovač poměrně dobře zesilovat. Pokud signál na tomto kmitočtu nebude vstupními obvody dostatečně účinně potlačen, bude pronikat na směšovač, kde se signálem oscilátoru vytvoří signál polovičního m kmitočtu, který bude po zesílení a demodulaci reprodukován společně s přijímaným signálem. Pro názornost: mějme dva vysílače na kmitočtech 91,0 MHz a 96,4 MHz, střední kmitočet je 10,8 MHz. Oscilátor přijímače kmitá na 101,8 MHz, přijímá se tedy signál prvního vysílače. Signál druhého vysílače proniká na směšovač a se signálem oscilátoru vytváří signál s rozdílným kmitočtem 5,4 MHz, což je právě polovina m kmitočtu. Tento signál je m zesilovač schopen zesílit, i když zdaleka ne do té míry, jako signál základního kmitočtu. Je-li však signál prvního vysílače slabý a druhého naopak silný, může intenzita signálu $1/2f_m$ dosáhnout na demodulátoru takové úrovně, že oba signály budou demodulovány současně.

Obdobná situace se může vyskytnout u nedostatečně potlačených signálů zrcadlových kmitočtů. Při směšování vzniká, jak již bylo řečeno, signál součtového i rozdílového kmitočtu. Pro m zesilovač se užívá výhradně kmitočet rozdílový. Vstupní směšovací obvody mohou pak být nastaveny buď o tento rozdílový kmitočet výše nebo níže, než je kmitočet oscilátoru, aby se ve směšovači vytvořil signál m kmitočtu. Kmitočtová vzdálenost o m vyššího a nižšího kmitočtu je $2f_m$, čili 21,4 MHz. Jsou-li vstupní obvody značně širokopásmové, pak se může stát, že signál silného vysílače vysílajícího na kmitočtu o m vyšším pronikne do směšovače spolu se žádaným signálem, přijímaným na přijímači s běžným způsobem směšování, tj. s oscilátorem kmitajícím o f_m výše, tedy se vstupními obvody laděnými o f_m níže. Ve směšovači se oba signály směšují a dochází k vzájemnému rušení.

Uvedené druhy nežádoucích signálů lze účinně potlačit jedině velmi selektivními laděnými obvody ve vstupní jednotce. Velmi důležitá je také strmost boků propustné charakteristiky m zesilovače. Je-li křivka propustnosti m zesilovače málo strmá, stačí, aby signál kmitočtově blízkého silného vysílače byl vstupními obvody propuštěn a buď zcela potlačí vyladěný slabý signál, nebo se budou obě stanice vzájemně rušit. Strmost boků rezonanční křivky se určuje strmostí, kterou má křivka při rozladění a ± 300 kHz od nosného kmitočtu přijímaného signálu.

Při tomto výpočtu možných rušivých vlivů na příjem především vzdálenějších vysílačů to vypadá tak, jakoby bylo téměř nemožné realizovat jejich příjem bez rušení. Skutečnost však je přece jen optimističtější, hlavně pokud jde o specificky naše příjmové podmínky v pásmu CCIR. Silný signál místního rušícího vysílače, pronikající přes laděnou a úzce směrovou

anténu a laděné vstupní obvody přijímače se totiž natolik zesílí, že se jeho vliv může projevit jen v extrémních případech. A také intenzita pole vysílačů v pásmu CCIR je pro většinu našeho území poměrně malá a tudíž k jejich vzájemnému rušení těžko kde dojde. Zde však pozor, něco jiného je, přijímáme-li náhodou dva různé vysílače na stejném kmitočtu ve stejném směru s přibližně stejnou intenzitou pole v místě příjmu; pak dochází ke vzájemnému rušení (známé „cvrlikání“), případně hraje chvíli jedna a pak druhá stanice.

Uvedené možnosti parazitního rušení jsou obvyklejší jen v oblastech s větším výskytem silných vysílačů. Typickou ukázkou je oblast kolem Berlína v NDR, kde pracuje na poměrně malém území řada dostatečně silných vysílačů. Zde se posluchač neobejde bez přijímače s velmi selektivními vstupními i m. obvody.

Náchylnost k zkreslení intermodulací je tedy velmi závislá na šířce propustnosti vstupních obvodů. Velká jakost obvodů tuto náchylnost zmenšuje, vyvolává však obtíže při zajišťování dokonalého souběhu a zmenšuje zisk obvodu a tím i citlivost přijímače.

Z uvedených důvodů je tedy velmi výhodné řešit vstupní obvody jakostních přijímačů tak, aby se na vstupní tranzistor přiváděl pouze signál s dokonale zpracovatelnou úrovní. Silné vstupní signály se na vhodnou úroveň v současné době omezují buď diodami PIN, které jsou zapojeny jako článek T nebo II, případně ještě výhodněji tranzistorem MOS, zapojeným v obvodu AVC.

Kvalitní funkce vstupního tranzistoru je podmíněna jeho správným výkonovým a šumovým přizpůsobením ke vstupnímu obvodu. Důležitější je však přizpůsobení šumové než výkonové, neboť určitou ztrátu zisku vstupního předzesilovače danou nepřesným výkonovým přizpůsobením (zanedbáme-li vliv odrazů) lze nahradit zvětšením zisku v dalších obvodech přijímače; zhoršení šumových poměrů nepřesným přizpůsobením vstupních obvodů již nelze žádnými dalšími úpravami v přijímači vykompenzovat. Protože u běžných zapojení vstupních obvodů nesouhlasí nastavení šumového přizpůsobení s nastavením výkonovým, nastává se u kvalitních vstupních jednotek vstupní obvod na minimální šum při vyladěném signálu, nikoli na jeho největší přijímanou úroveň.

Mají-li vstupní zesilovací obvody přijímače vyhovovat výše zmíněným požadavkům, je jejich návrh a hlavně stavba a přesné nastavení velmi náročné na precizní provedení. Někdy stačí i jen nevhodně položená součástka, poněkud delší přírodní vodič k některému z obvodových prvků či dokonce použití rozměrově jiné součástky (cívka, kondenzátor) a vlastnosti vstupních obvodů se mění. Bez dokonalého přístrojového vybavení je pak jejich nastavení nemyslitelné. Jsou-li vstupní obvody řešeny tak, aby byla jejich stavba i nastavení jednodušší, pak je to zcela jistě na úkor některých jejich přenosových vlastností a celkové jakosti.

Demodulátory

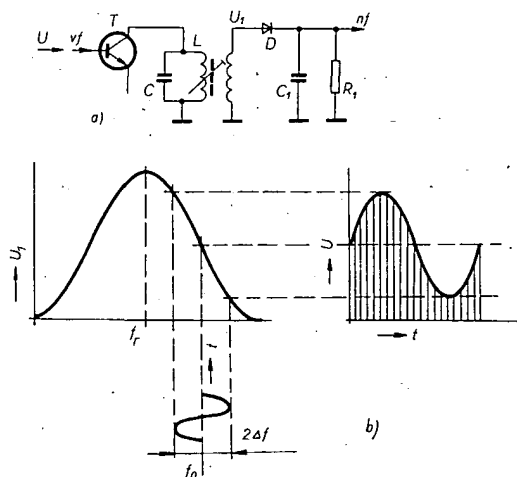
Jedním ze stěžejních obvodů rozhlasových přijímačů, určených pro příjem kmi-

točtově modulovaného signálu, je obvod kmitočtového demodulátoru. Technika přenosu mluvených nebo hudebních pořadů pomocí kmitočtově modulovaných rádiových vln se značně liší od techniky přenosu vln modulovaných amplitudově. Vysílané vysokofrekvenční kmitočty mají u kmitočtové modulace konstantní amplitudu a jejich okamžitý kmitočet je závislý na okamžitém napětí modulačního kmitočtu. Pojem hloubky modulace, který je obvyklý u amplitudové modulace, nahrazujeme pojmem kmitočtový zdvih.

U rozhlasových vysílačů je maximální modulační kmitočtový zdvih dán normou; pro pásmo podle normy OIRT je $\Delta f = 50$ kHz, pro normu CCIR je $\Delta f = 75$ kHz. Tuto modulaci nazýváme širokopásmovou na rozdíl od modulace úzkopásmové, používané pro zvláštní účely. Vzhledem k poměrně velké šířce zabírané postranními pásmy se širokopásmová modulace používá převážně v pásmech velmi krátkých vln; podle normy OIRT je kmitočtově modulovaným vlnám vyhrazeno pásmo 66 až 73 MHz a podle normy CCIR pásmo 87,5 až asi 108 MHz. U nás se má zavádět pravidelné vysílání v pásmu 87,5 až 104 MHz v příštích letech.

Jak uvádí G. Kristofovič v publikaci „Kmitočtové demodulátory“, mají jakostní rozhlasové přijímače definovány kmitočtové demodulátory především:

- demodulační charakteristikou, která musí být v požadovaném pásmu lineární a která představuje závislost vstupního napětí na kmitočtovém zdvihu,
 - linearitou demodulační charakteristiky, která se určuje buď výpočtem, nebo měřením obsahu vyšších harmonických složek základního kmitočtu jako funkce modulačního zdvihu,
 - strmostí demodulační charakteristiky udávané ve voltech na kilohertz; čím je strmější demodulační charakteristika, tím je citlivější demodulátor,
 - tlumením amplitudové modulace (jindy též nazývané potlačení amplitudové modulace) vyjadřované buď jako číslo bezrozměrné, nebo vyjádřené v decibelech v závislosti na vstupním vysokofrekvenčním napětí; toto číslo pak určuje, jak je který demodulátor odolný proti nežádoucí amplitudové modulaci; některé kmitočtové demodulátory mohou potlačovat amplitudovou modulaci v určitém oboru vstupních vysokofrekvenčních napětí, jiné amplitudovou modulaci vůbec nepotlačují; před těmito demodulátory je nutné zařazovat dokonalé amplitudové omezovače,
 - prahem citlivosti omezovače, popř. prahem citlivosti samoomezujícího demodulátoru, určeného nejmenším napětím na vstupu uvažovaného čtyřpólu, při kterém dosahuje výstupní nízkofrekvenční napětí určité velikosti – ta se pak při dalším zvyšování vstupního vysokofrekvenčního napětí při konstantní hloubce modulace (kmitočtovém zdvihu) již nezvětšuje,
 - vzdáleností vrcholu křivky S; tato hodnota udává maximální dovolený kmitočtový zdvih, při kterém ještě nenastává inverzní zkreslení výstupního nízkofrekvenčního napětí,
 - velikostí potlačení sousedního a stejného kanálu.
- Nejjednodušší kmitočtové demodulátory pracují na principu, při kterém trans-



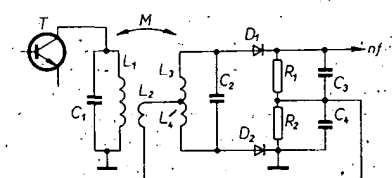
Obr. 34. Amplitudový diskriminátor (a) s demodulací FM na boku rezonanční křivky laděného obvodu (b)

formace kmitočtové modulace na amplitudovou se současnou kmitočtovou modulací nastává na boku rezonanční křivky laděného obvodu a vzniklý amplitudově i kmitočtově modulovaný signál je pak detekován amplitudovým detektorem (obr. 34). Zkreslení, které při této demodulaci vzniká a je převážně tvořeno druhou harmonickou, je možné kompenzovat použitím dvou laděných obvodů s diodami v dvojčinném zapojení. Kromě velkého zkreslení je hlavní nevýhodou tohoto typu kmitočtového demodulátoru příjem na obou bocích rezonanční křivky a značná závislost na vlivu parazitní amplitudové modulace, kdy se všechny amplitudové poruchy v plné míře uplatní ve výstupním nízkofrekvenčním napětí, a značný šum mezi stanicemi.

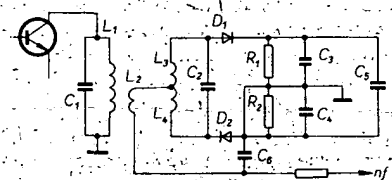
Na stejném principu pracují i demodulátory, u kterých jsou jako kmitočtově závislé členy použity buď obvody s rozloženými parametry, nebo takové aktivní prvky, u nichž je kmitočtově závislosti dosaženo zavedením vhodné kmitočtově závislé zpětné vazby.

Na zcela jiném principu jsou založeny tak zvané fázové diskriminátory (obr. 35) a poměrové detektory (obr. 36). U těchto se získává nový amplitudově modulovaný vysokofrekvenční signál vektorovým součtem nebo rozdílem napětí na primárním a sekundárním laděném obvodu pásmové propusti. Při rezonanci je napětí na sekundárním obvodu pásmové propusti fázově posunuto oproti napětí primárnímu o 90° . Mimo rezonanční kmitočty se velmi rychle mění rozdíly fáze mezi oběma napětími již při poměrně malých změnách absolutních hodnot obou napětí. Poměrové detektory byly nejvíce používaným typem.

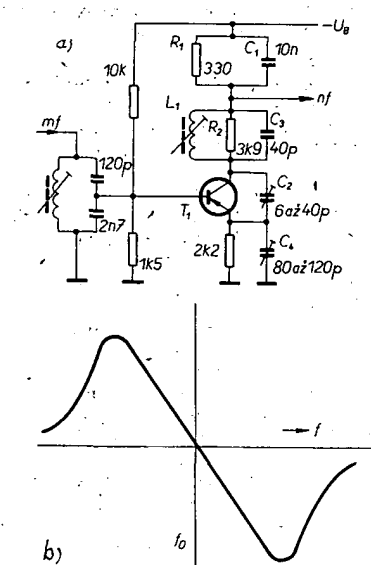
Do této skupiny lze dále zařadit ještě další typy demodulátorů, u nichž je jmenovitá hodnota vstupního kmitočtu předem určitým způsobem upravována, nebo před nimiž jsou zařazeny stupně zaručující jak amplitudu budícího napětí, tak i jednoznačnost přiváděného kmitočtu. Patří sem např. synchronizátor, fázový diskriminátor s předřazeným křížově vázaným multivibrátorem pracujícím buď na základním vstupním kmitočtu, nebo jako dělič kmitočtu, synchronizovaný oscilátor (obr. 37) apod.



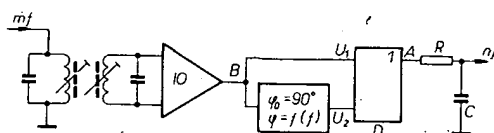
Obr. 35. Základní zapojení jednoduchého fázového diskriminátoru



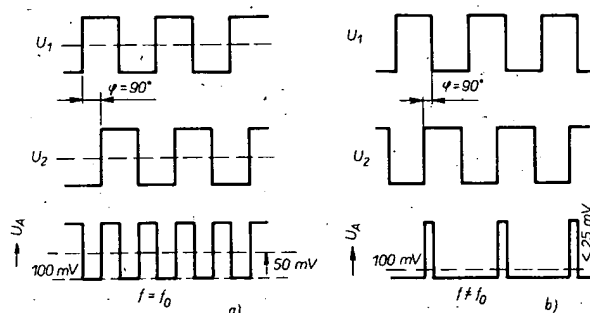
Obr. 36. Základní zapojení poměrového detektoru



Obr. 37. Kmitočtový demodulátor se synchronizovaným oscilátorem a průběh jeho demodulační křivky



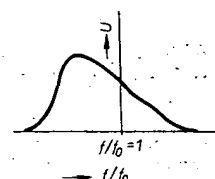
Obr. 38. Blokové zapojení koincidenčního demodulátoru



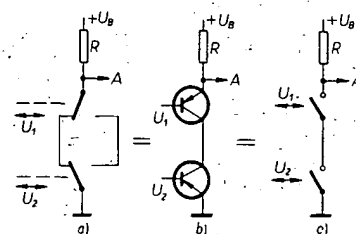
Obr. 39. Časové průběhy na obvodech koincidenčního demodulátoru

Na obdobném principu jako poměrový nebo fázový detektor, na rozdíl fází dvou napětí, pracují i tak zvané koincidenční demodulátory (obr. 38). Jako členu posouvajícího fáze je zde využito napětí, jak přímé, tak posunuté fázovacím obvodem, jsou převedena na napětí přibližně pravouhlého průběhu (obr. 39). Výstupní demodulovaný signál vzniká koincidence obou zmíněných napětí (obr. 40, 41).

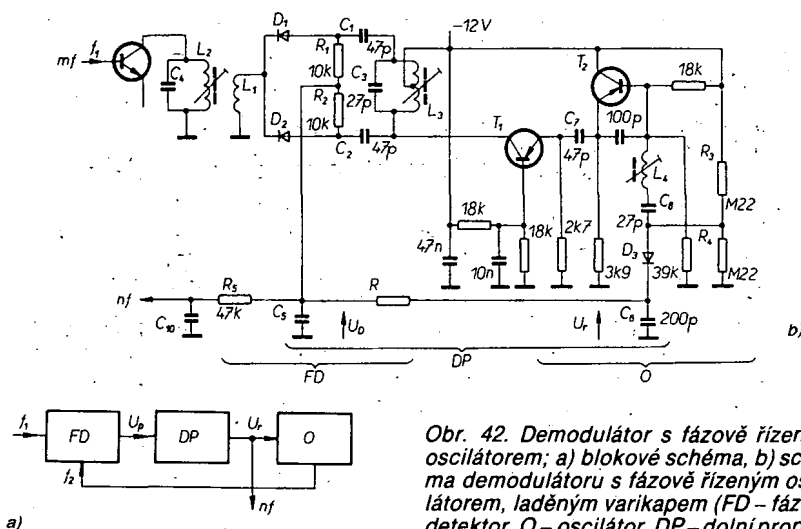
Dalšími demodulátory, založenými na obdobném principu, jsou tak zvané součtové demodulátory. Zde je použit aktivní prvek se zakřivenou převodovou charakteristikou, který je řízen jednak napětím základním, jež změnou pracovního bodu určuje okamžitou hodnotu strmosti převodové charakteristiky, a současně napětím, které je fázově posunuto. Základní pracovní bod aktivního prvku je obvykle nastaven blízko zániku kolektorového proudu. To znamená, že prvek pracuje jako detektor. Velikost vstupních impulsů vzniklých detekcí je pak určována souči-



Obr. 40. Průběh demodulační charakteristiky koincidenčního demodulátoru



Obr. 41. Mechanická obdoba spínače koincidenčního demodulátoru jako princip spínače s tranzistorem



Obr. 42. Demodulátor s fázově řízeným oscilátorem; a) blokové schéma, b) schéma demodulátoru s fázově řízeným oscilátorem, laděným varikapem (FD – fázový detektor, O – oscilátor, DP – dolní propust v napěťové zpětné vazbě)

nem dvou přiváděných napětí, vstupního napětí bez posuvu fáze a napětí s posuvem fáze.

Obdobným způsobem jako koincidenční a součinné demodulátory pracují i demodulátory, u nichž je posuv fáze jednoho napětí dosahováno zpožděním, např. zpožďovací linkou. Zde jsou opět porovnávána dvě napětí, buď sinusového, nebo pravouhlého průběhu. Jako zpožďovací linky lze použít buď zpožďovací linky vinuté, u které je využito její funkce jako nezakončeného vedení s odrazy, nebo lze použít ultrazvukovou keramikou zpožďovací linku v zapojení sériového nebo paralelního demodulátoru.

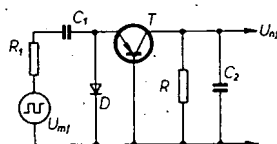
Dalším principem k získávání převodníku kmitočtu-amplituda je využití synchronizovaného oscilátoru, jehož proud je mimo jiné závislý na velikosti a okamžitým kmitočtu synchronizujícího napětí. To znamená, čím více se synchronizační kmitočty blíží kmitočtu určenému rezonančním obvodem oscilátoru, tím jsou oscilační amplitudy a kolektorový proud tranzistoru větší. Na integračním členu zapojeném do obvodu kolektorového proudu vzniká napětí modulační informace.

Na principu synchronizovaného oscilátoru pracuje i demodulátor s oscilátorem synchronizovaným fázovým závěsem. Způsob činnosti demodulátoru s fázově synchronizovaným napěťově řízeným oscilátorem si vysvětlíme na blokovém schématu na obr. 42a. Naznačený fázový závěs se skládá z oscilátoru O řízeného napětím, fázového detektoru FD (komparátoru), který porovnává fázi kmitočtu oscilátoru s fází vstupního kmitočtu a dolní propusti DP v napěťové zpětné vazbě. Ve stavu bez synchronizace je vlastní kmitočty oscilátoru nastaven přibližně na kmitočty předchozího mezifrekvenčního zesilovače. V provozu, kdy je současně přiváděn i synchronizační mezifrekvenční kmitočty, je kmitočty oscilátoru synchronizován výstupním napětím z fázového komparátoru. Při správném nastavení je řídicí napětí při středním mezifrekvenčním kmitočtu nulové. Na vlastnosti demodulátoru má základní vliv dolní propust zapojená v obvodu zpětné vazby.

Při lineární kmitočtové závislosti oscilátoru na stejnosměrném řídicím napětí bude v synchronizovaném stavu napětí ve zpětnovazební smyčce (U_r) přímo úměrné vstupnímu kmitočtu a tím i kmitočtové namodulované informaci. Závislost napětí U_r na kmitočtu má obdobný průběh jako klasická křivka S kmitočtových demodulátorů běžného typu. Při kmitočtech velmi vzdálenějších od kmitočtu rezonančního (určeného obvodem LC oscilátoru) nemůže být oscilátor již synchronizován a fázový detektor nepracuje, nevzniká žádné výstupní napětí.

Tím, že detektor fáze (fázový komparátor) není schopen vyhodnocovat fáze vzdálenějších kmitočtů a zároveň nemůže pracovat současně pro dva blízké kmitočty, pracuje zapojení selektivně, tj. demodulátor je schopen selektivně demodulovat pouze jeden kmitočty i když není před něj zařazena selektivní pásmová propust. Také je zde dosahováno i velmi dobrého, téměř ideálního potlačení stejnohlého kmitočtu. Různé typy praktických demodulátorů s fázově řízeným oscilátorem se od sebe liší hlavně zapojením napěťové řízeného oscilátoru.

Na zcela odlišném principu pracují tak zvané počítací diskriminátory (obr. 43). Zde je modulační informace získávána integrací (součtem) počtu přicházejících impulsů nebo změnou jejich energetického obsahu závislého při konstantní amplitudě na jejich šířce. Impulzy se získávají dokonalým omezením značně zesíleného mezifrekvenčního signálu. Tím se ze sinusového průběhu stane pravouhlý (impulsy), přičemž šířka jednotlivých impulsů odpovídá modulačnímu kmitočtu. Počet impulsů za určenou jednotku času je tedy přímo úměrný vstupnímu kmitočtu. Při vyšším kmitočtu daném okamžitým modulačním zdvihem je i počet impulsů za jednotku času větší a po integraci těchto impulsů dostáváme i větší výstupní napětí než při nižším vstupním kmitočtu.



Obr. 43. Princip počítacího diskriminátoru s tranzistorovým měničem impedance

V neposlední řadě tohoto výčtu základních principů kmitočtových demodulátorů lze ještě jmenovat demodulátory, u nichž je využito prodloužení impulsů aktivním prvkem, demodulátory synchronní a demodulátory s různými kombinacemi obvodů upravujícími jak velikost vstupního napětí, tak i jeho průběhy a kmitočty.

V zásadě je možné konstatovat, že velká většina kmitočtových demodulátorů pracuje na tomto principu: nejprve převede kmitočtovou modulaci na amplitudovou při současně parazitní kmitočtové modulaci a tuto amplitudovou modulaci pak běžným amplitudovým detektorem detekujeme.

Konstrukční část

Chceme-li začínat se stavbou složitějších elektronických obvodů, je nanejvýš nutné mít určité základní znalosti o elektronických obvodech a hlavně mít také základní praktické zkušenosti. Proto je úvodní část tohoto AR pro konstruktéry věnována některým nezbytným a základním teoretickým a praktickým vědomostem.

Mít přání postavit si ten či onen složitější přístroj, protože se nám líbí nebo že bychom jej mohli potřebovat a nemít přitom žádné znalosti o činnosti jeho obvodů či funkci jednotlivých součástek, je velmi riskantní. Nemáme-li navíc potřebné praktické zkušenosti, je neúspěch stavby téměř plně zajištěn. Stavba elektronických obvodů totiž vyžaduje respektovat určitá pravidla. Přitom jsou tato pravidla pro obvody stejnosměrné (např. číslicové) odlišná proti pravidlům pro obvody nízkofrekvenční a stavba obvodů vysokofrekvenčních vyžaduje ještě daleko přísnější požadavky na provedení. Toto platí i pro obvody stavěné na zakoupenou desku s plošnými spoji. I když tato deska zajišťuje svým spojovým obrazcem správné rozložení součástek, přesto může nevhodný způsob stavby zavinit špatnou funkci obvodu. Je to zejména dosti rozšířený způsob stavby s dlouhými přívody od součástek, vedený úvahou, abychom si součástky nezničili, kdyby přístroj nefungoval. Dlouhé přívody mají za následek vznik nežádoucích vazeb a tím i zhoršení či znemožnění funkce obvodu.

Stavba elektronických obvodů realizovaných na spojové desce vyžaduje i přes svoji nenáročnost určité vybavení pracoviště. Spojovou desku, pokud začínáme s elektronikou, si raději koupíme hotovou. Při překreslování či při leptání může dojít k porušení spojového obrazce. U zakoupené desky si ovšem rovněž neopomeneme prohlédnout spojový obrazec, zda není v některém místě vlasové přerušení.

Pro vlastní práci potřebujeme kromě páječky (nejvýhodnější je transformátorová-pistolová, každá jiná včetně různých mikropáječek je méně vhodná), cínu a kalafuny, různých kleští, štiपाček a šroubováků také pinzetu a svěrku. Do svěrky si upínáme při práci spojovou desku, aby se nám při pájení nepohybovala po stole. Hmotnost svěrky tento pohyb dostatečně omezi. Velmi výhodné je, můžeme-li si dohromady zajistit vhodný pracovní kout s kva-

litním osvětlením a síťovou přípojkou jištěnou, pojistkou jeden až dva ampéry. Výhoda tohoto jištění je zřejmá, v případě zkratu není celý byt bez proudu.

Smyčka, pistolové páječky tak, jak se běžně používá, má poměrně krátkou dobu života. Velmi jednoduchou úpravou, která se mi dlouhodobě již osvědčuje, lze dobu života prodloužit více než desetkrát. Celá úprava se provede následovně: konec smyčky ve tvaru U se zmačkně kleštěmi k sobě v délce 8 až 10 mm a asi 3 mm od konce se oba vodiče smyčky omotají neizolovaným měděným (nebo pocínovaným) drátem o průměru 0,2 až 0,4 mm asi 5 až 7 závitů vedle sebe a takto kompaktní vrchol smyčky se procínuje. Délka ohřevu smyčky se sice prodlouží asi na dvojnásobek, ale smyčka se zase nerozžhává, jak se to někdy stává, a cín se nepřepaluje.

Prvním předpokladem správné funkce vyráběného přístroje je kromě použití správných a kvalitních součástek také jejich dokonalé propájení na spojový obrazec desky. Dokonalý spoj vyžaduje čistý povrch pájených součástí. Výhodou je, že většina radiotechnických součástek má již výrobcem pocínované vývody. Přesto je výhodné před vložením součástky do děr ve spojové desce přejít páječkou tyto vývody cínem s kalafunou a zjistit, zda cín se dokonale spojil s materiálem vývodu. Ponecháme-li vývod bez tohoto dodatečného pocínování, pak při vpájení do spojové desky vyžaduje spoj mnohem větší ohřev pro dokonalé spojení a vzniká tím značné nebezpečí odloupení měděné fólie z nosného izolačního materiálu desky. Při kratším ohřevu zase může kolem vývodu zůstat tenká vrstva kalafuny, která pak působí jako izolace, nebo se pájená místa nespojí a vznikne „studený spoj“, který na pohled vypadá dobře, ale přesto je zdrojem poruch. Použijeme-li starší spojovou desku, u které je již měděná fólie „zaslá“ (bez krycího pájecího laku), pak je pájení bez předchozího mechanického očištění velmi obtížné. Proto takovou desku nejprve dokonale osmirkujeme velmi jemným smirkem. Vývody součástek nezkracujeme ani příliš nezahybáme, aby nám jejich případná výměna nečinila potíže.

Vlastní pájení pistolovou páječkou provedeme tak, že nejprve necháme nahřát pájecí smyčku páječky (při výše provedené úpravě na smyčce asi 10 s), přiložíme k ní pájku s kalafunou a kousek odtavíme. Pak pájecí smyčku páječky přiložíme na pájené místo a počkáme, až se toto místo prohřeje a pájka z pájecí smyčky přeteče do místa spoje a dokonale se rozleje. Pak páječku oddálíme. Lze také po rozehrání smyčky tuto přiložit na pájené místo a současně přiložit cín s kalafunou a ten nechat odtavit přímo do spoje.

Ohřev pájeného místa by neměl trvat déle než pět sekund, aby se teplo nemohlo příliš rozvést a nepoškodilo tak měděnou fólii, případně přes přívody i připojované součástky. Pájené místo však musí být dokonale prohřáté, aby byla pájka dokonale tekutá a po pájení vodičů dokonale vzlínala. Není-li pájecí smyčka předem dokonale prohřátá, může vzniknout nedokonalý – studený – spoj, jak již bylo uvedeno. Takový spoj je nedokonalé elektricky vodivý a jeho hledání je velmi obtížné. Dobrý spoj je za horka stříbrně lesklý, během chlazení lesk ztratí a poně-

kud ztemní. Polovodičové součástky pájíme do spojové desky až naposledy, nejlépe do předem ocínované plošky a dobu pájení omezíme na minimum.

Pokud nemáme s pájením vůbec žádné zkušenosti a držíme páječku v ruce poprvé, nezačínáme hned pájením na spojové desce, neboť bychom ji určitě zničili bez dosažení jakéhokoli výsledku, ale nejprve si uděláme několik zkoušek s pájením měděných vodičů, např. vytvořením mřížky s oky nejprve 10×10 mm, pak 5×5 mm tak, aby spoje křížících se vodičů byly dokonalé a při pájení jednoho překřížení se nám zároveň neroztekly spoje okolní.

Díry pro provléčení vývodů součástek ve spojové desce vrtáme vrtáčkem o průměru menším než 1 mm. Aby bylo vrtání otvorů usnadněno a aby se otvor nacházel přesně v místě určení, je výhodné označit si předem příslušná místa důlčikem. Nemáme-li důlčik, vyhoví i závitník, jehož špičku lze použít jako důlčik, případně lze použít i hřebík se špičkou zabroušenou pilníkem.

Vývody jednotlivých součástek vpájíme do spojové desky tak, aby součástka (rezistor, kondenzátor aj.) buď ležela na spojové desce, nebo byla od ní vzdálena nejvýše 1 mm. Nikdy součástky natrvalo nepájíme tak, aby visely na dlouhých přívodech. Zbylé části vývodu odstříháme asi 5 mm od pájeného místa, aby nemohly být příčinou zkratu.

Máme-li opravdový zájem zabývat se radiotechnikou byť i pouze amatérsky, pak je nejvýhodnější nechtít hned na začátku udivovat své okolí stavbou složitějšího zařízení (které bychom stejně nikdy neuvedli do přijatelného provozu), ale raději mít skrovnější nároky a pozvolna se zlepšovat jak prakticky, tak i teoreticky, a tím i dobře pochopit činnost sestavovaných obvodů. V počátcích se spokojíme se stavbou obvodů podle odzkoušených návodů a teprve mnohem později se můžeme pokusit i o návrh vlastního zapojení. Tím rovněž omezíme možnost případného neúspěchu.

U součástek použitých v zapojení podle návodu dodržujeme předepsané typy a hodnoty. Použití součástek „co dům dal“, tj. odlišného provedení a typu či pouze přibližné hodnoty než je předepsaná si můžeme dovolit jen tehdy, známe-li dokonale funkci obvodu, jinak může taková záměna vést k nežádoucím jevům či nesprávné činnosti obvodu. Je velmi výhodné, můžeme-li před vpájením součástky do spojové desky tuto ověřit, tj. u rezistoru změřit jeho odpor, u kondenzátoru zjistit, zda nemá zkrat, u cívky apod., zda není obvod přerušen.

Nejjednodušší přijímač pro pásmo VKV

Řadu let jsou v AR publikovány konstrukce přijímačů pro příjem v pásmu VKV s plošnými cívkami, směřující ke stále větší jednoduchosti stavby při zachování vyhovujících přenosových parametrů. Poslední dva návody a to v Konstrukční příloze AR z r. 1983 a z AR A10 a 11/84, které se staly „hitem“, a postavily a provozují je tisíce zájemců bez větších problémů, jsou toho nesporným důkazem. Při jejich konstrukci jsem vycházel

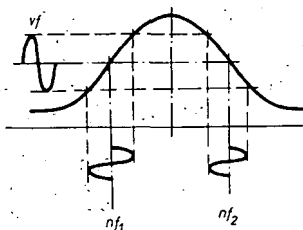
ze současných možností sehnání výlučně našich součástek (kromě filtru 10,7 MHz). Ale jak všichni víme, zakoupit normálně i ty nejběžnější součástky je trvalý problém (viz úvodník v tomto čísle). Po několikaletém experimentování se mi podařilo zkonstruovat citlivý přijímač pro příjem v pásmu VKV, který neobsahuje téměř žádné součástky, vyžaduje zanedbatelně malý napájecí příkon (kolem 1 mW) a svými rozměry se pohodlně vejde např. do pouzdra od rtěnky. Ti zručnější by ho i s napájením mohli umístit např. do obroučky brýlí apod. Přitom jeho citlivost není špatná. V té nejzákladnější nejjednodušší podobě (cena asi 30 Kčs bez sluchátek) se pohybuje kolem 20 μ V, u vylepšené verze s předzesilovačem lze dosáhnout citlivosti kolem 5 μ V při vyhovující stabilitě naladění stanice. Přijímač má vyhovující selektivitu a tím, že nepracuje na superhetovém principu, odpadá i nutnost potlačení zrcadlových kmitů a dalších parazitních směšovacích signálů. Jediným vážnějším nedostatkem, který je dán použitím jediného laděného obvodu LC, je určitá náchylnost ke křížové modulaci při provozu přijímače v oblasti velmi silného pole místního vysílače. Účinně však lze zamezit působení tohoto signálu, použijeme-li vhodný odlaďovač – pásmovou zádrž – na vstupu přijímače. Tento případ se však může vyskytnout pouze v těsné blízkosti (2 až 5 km) a přímé viditelnosti vysílače s velkým výkonem.

Přijímač tvoří pouze jediný integrovaný obvod MAA661 s několika vnějšími součástkami. Tento obvod plní všechny funkce přijímače pro příjem kmitočtové modulovaných signálů v pásmu velmi krátkých vln s nízkofrekvenčním výstupem přijímaného signálu. Kromě MAA661 obsahuje přijímač pouze jednoduchý laděný obvod LC a rezistory pro nastavení vhodného pracovního napětí integrovaného obvodu. Princip činnosti přijímače je dán technologickou vlastností struktury MAA661, která právě s danými vnitřními vazbami umožňuje i při velmi malém napájecím napětí (pracuje již při napájecím napětí 1,3 V) jak značné zesílení přijímaného signálu (kolem 60 dB), tak i demodulaci kmitočtové modulovaných signálů bez nutnosti použít další pomocný laděný obvod.

Je to dáno tím, že obvod LC v tomto zapojení má dvě funkce. Pracuje jako laděný obvod pro selektivní výběr stanic (naladěný na daný kmitočet) a má funkci LC obvodu také pro demodulaci kmitočtové modulovaného signálu. První požadavek je splněn, jsou-li splněny rezonanční podmínky obvodu LC. Splnit druhý požadavek je značně obtížnější, neboť vyžaduje splnit ještě další důležité parametry. Jsou to zejména: správné nastavení pracovního bodu na vývodu 12 u IO rezistorem R₁, zajištění vhodného tlumení tohoto vývodu, správnou úroveň vstupního signálu a tlumení obvodu LC přípojnými vstupními obvody, nalezení správného vzájemného poměru indukčnosti – kapacita pro demodulaci kmitočtové modulovaného signálu v celém přeladovacím rozsahu. Nastavení optimálních hod-

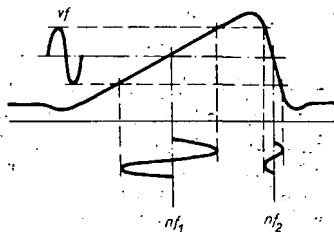
not těchto parametrů tak, aby vyhovovaly v celém přeladovaném rozsahu je sice obtížnější, ale proveditelné. Přijímač je však schopný dobré reprodukce přijímaných signálů i při nesplnění některých výše uvedených podmínek i při zachování uspokojivé citlivosti a vyhovující kvality vzhledem k jeho jednoduchosti a levnému provedení.

Podle způsobů provedení obvodu LC a vlivem výše uvedených parametrů lze při nastavení rozlišit tři typy demodulace přijímaného signálu. V podstatě jde o dobu demodulace při správném či nesprávném nastavení obvodů pro natočení fáze u běžného kmitočtového demodulátoru připojeného na výstupu z mezifrekvenčního zesilovače. První způsob je velmi jednoduše nastavitelný, bez jakýchkoli větších požadavků na přesnost. Jde při něm o demodulaci na boku rezonanční křivky obvodu LC. K demodulaci tímto způsobem dochází, je-li obvod LC v rezonanci s přijímaným kmitočtem a signál je zesilován, ale nastavení demodulační charakteristiky obvodu je nepřesné a proto nemožné dosáhnout správnou kmitočtovou demodulaci. Demodulační charakteristika je pak dána rezonanční křivkou obvodu LC a v nejběžnějším případě má tvar zvonu (Gaussova křivka). Průběh demodulace kmitočtově modulovaného vf signálu je znázorněn na obr. 44. Je z něj vidět, že signál je demodulován dvakrát (dvojí, těsně za sebou následující výskyt jedné a téže stanice). Úroveň nf signálu je slabší než by odpovídala úrovni zesíleného vf signálu a navíc se zde uplatňuje šum a amplitudové rušení, které není omezoováno, ale pouze potlačeno vyladěným kmitočtově modulovaným signálem. V místě s dobrým příjmem signálu (stovky μV) vyhoví i toto nejjednodušší nastavení pro uspokojivý příjem. V tomto režimu pracuje přijímač ihned po zapojení (je-li na vstup přiveden vyhovující signál) a připojení antény, ať již jsou pracovní rezistory nastaveny jakkoli. Že jde o tento případ nastavení se snadno pozná podle toho, že laděním nelze nastavit maximum stanice – to je značně zkreslené (vrchol křivky obr. 44) a na obě strany od tohoto zkresleného signálu lze naladit signál bez zkreslení.



Obr. 44. Demodulace signálu FM na bocích rezonanční křivky laděného obvodu LC

Druhý typ vyhovující požadavkům na dobrý poslech je nastavení demodulační křivky do trojúhelníkovitého tvaru s nestejně dlouhými stranami. Jde o dobu předchozího nastavení, ale s tím rozdílem, že druhý příjem je značně potlačen, čímž se první podstatně zlepší a zvýší se i výstupní úroveň nf signálu jak je zakres-



Obr. 45. Demodulační charakteristika při správně nastavené vnitřní vazbě v IO

leno v průběhu na obr. 45. Tohoto stavu lze dosáhnout velmi jednoduše a to nastavením rezistoru R_1 na maximální výstupní nf signál, vhodnou volbou pracovního napětí pro IO rezistorem R_2 a úpravou úrovně vstupního signálu kapacitním trimrem C_4 , případně přivedením signálu z antény na odbočku cívky L.

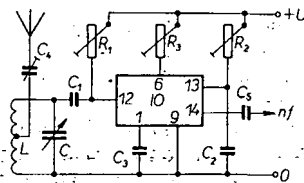
Podrobněji bude nastavení základního zapojení přijímače popsáno dále. V základním provedení přijímače je toto nastavení výhodné, neboť signál o úrovni několika desítek μV na vstupu je již dostačující pro uspokojivý poslech a o řád vyšší úroveň signálu již plně postačí k stereofonní reprodukci, je-li zapojen stereofonní dekodér. Při dostatečném signálu je i potlačení rušení velmi dobré a šum mezi stanicemi téměř nezatelný.

Třetí typ nastavení je pouze obdobou druhého typu, kdy dochází k mírnému poklesu spodní části křivky, do záporné oblasti, čímž se zlepší potlačení amplitudového rušení zejména u slabších stanic. Lineární část demodulační charakteristiky se navíc prodlouží a zvětší se strmost jejích boků, což se projeví ve větší hlasitosti přijímaného signálu a jeho ostřejším laděním.

Celý přijímač má pouze dva kritické nastavovací body. Nejsou-li správně nastaveny, přijímaný signál je zkreslený. Jedním bodem je nastavení pracovního předpětí na vývodu 12 IO ve vztahu k napájecímu napětí na vývodech 6 a 13 tohoto obvodu, druhým správné nastavení úrovně vstupního signálu. Při nastavování dochází ke vzájemnému ovlivňování, při kterém lze nalézt a nastavit tři pracovní body, ze kterých vyplývají tři výše uvedené typy demodulace a při kterých se přijímač chová jako:

- zpětnovazební přijímač amplitudově modulovaných signálů s detekcí na boku rezonanční křivky,
- běžný přijímač kmitočtově modulovaných signálů se zmenšeným šumem mezi stanicemi s možností částečně měnit šířku pásma podle intenzity přijímaného signálu,
- přijímač zpracovávající kmitočtově modulované signály na principu synchronní demodulace, tj. s ostrým téměř obdélníkovým laděním stanic s potlačeným šumem mezi nimi.

První dva typy jsou snáze nastavitelné, třetí je již obtížnější a vyžaduje i větší stabilizaci napájecího napětí a konstantnější úroveň vstupního signálu. Při správném nastavení je přijímač včetně antény necitlivý na přiblížení vodivých předmětů i ruky. Přímý dotyk ruky na drátovou anténu se může projevit pouze zeslabením nebo zesílením přijímaného signálu. Činnost přijímače vyžaduje určitou jakost laděného obvodu a je lépe převládá-li



Obr. 46. Základní funkční zapojení přijímače

indukční charakter (větší indukčnost, menší kapacita). Vzájemný vhodný poměr indukčnosti a kapacity laděného obvodu určuje rovnoměrnost zesílení pro celé přeladované pásmo. S běžnou vf cívkou vzduchovou či plošnou na spojové desce pracuje přijímač zhruba od 50 MHz do 150 MHz (příslušný kmitočet je dán počtem závitů cívky).

Základní zapojení tohoto přijímače (obr. 46) je přihlášeno k patentování pod číslem PV3915-85. Ze zapojení je zřejmé, že jde o konstrukci velmi jednoduchou, která předčí svou jednoduchostí i lepší „krystalový“ přijímač. Přitom výstupní signál již v tomto nejjednodušším zapojení při dostatečné úrovni vstupního signálu (stovky mikrovoltů) je natolik kvalitní, že jej můžeme použít v zapojení s vhodným stereofonním dekodérem k stereofonnímu příjmu rozhlasových pořadů. K napájení přijímače plně vyhoví běžný článek o napětí 1,5 V. Tím, že odebíraný proud je velmi malý (méně než 1 mA) lze použít jako zdroj i „knoflíkový“ článek a přijímač vyrobit opravdu jako subminiaturu.

K přeladování ladícího obvodu lze použít buď malý otočný kondenzátor či kapacitní trimr nebo ladit elektronicky varikapem. Při použití varikapového ladění je však problém v tom, že běžné varikapy mají kolem napětí 1 V zhoršené parametry. Varikap KB105 (A až G) však použít lze a lze jím ladit ještě s napětím menším než 0,1 V. Pro přeladění v našem pásmu plně vyhoví, pro přeladění v pásmu CCIR je schopen přeladění od 100 MHz po spodní okraj pásma. Žádáme-li příjem na ještě vyšším kmitočtu (např. v okolí Prahy, Cukrák 102,5 MHz) je třeba buď zvýšit napájecí napětí alespoň na 2 V, nebo úpravou indukčnosti pásma rozdělit na dva rozsahy a to 87 až 97 MHz a 97 až 104 MHz (podrobněji viz dále). Ladění tohoto pásma lze zajistit také tak, že celý přijímač napájíme ze dvou článků 1,5 V v sérii a napětí pro přijímač upravíme rezistorem. Pak má ladění i určitou malou rezervu.

Ladění varikapem je výhodné zejména tehdy, použijeme-li laděný obvod v předzesilovači, který zlepšuje nejen citlivost, ale i selektivitu přijímače a navíc upravuje vstupní impedanci antény tak, aby bylo zesílení přijímače v celém rozsahu rovnoměrné. Protože však varikapy mají s malým ladícím napětím zhoršující se jakost, je nutné také indukčnost nastavit tak, aby byl průběh zesílení v celém pásmu rovnoměrný. Při použití otočného kondenzátoru či kapacitního trimru je průběh zesílení lineární.

Na kvalitu výstupního nf signálu má rozhodující vliv velikost vstupního vf signálu. Je-li úroveň tohoto signálu velká, je signál zkreslený (zastřená reprodukce, obdobná zkreslení u běžného bateriového přijímače při jeho provozu na baterie

z větší části vybité) a ladění je neostře, příliš roztažené. Je-li signál velmi slabý, je ladění naopak ostré a širka přenášeného pásma úzká.

Pro laděný obvod LC platí požadavek větší indukčnosti a menší kapacity zejména z hlediska tlumení obvodu a tím i zesilovacího účinku v IO. Každou změnu v poměru L/C na určitém kmitočtu (zmenšení indukčnosti a zvětšení kapacity) je nutno vykompenzovat změnou rezistoru R_1 . Při určitém nevhodném poměru L/C , kdy je indukčnost malá a kapacita velká (stále pro jeden a týž kmitočet) přestává přijímač zesilovat, neboť tlumení a fázové natočení signálu již neumožňuje vnitřní vazby v IO zajistit požadovanou zesilovací činnost obvodu.

Rovněž připojení drátové antény přímo na obvod i její délka, případně připojení venkovní laděné antény má značný vliv na změnu impedance obvodu LC, na jeho tlumení i na rozladění. Anténa proto musí být připojena k obvodu tak, aby tyto parametry ovlivňovala co nejméně.

Variety zapojení přijímače

Na obr. 46 je funkční schéma základního zapojení přijímače. Ze spektra kmitočtů, které přicházejí anténou na vstup přijímače se po úpravě na vhodnou napěťovou úroveň s impedančním přizpůsobením trimrem C_4 a odbočkou na cívce L vybere obvodem LC kmitočet žádaného vysíláče. Tento signál se přivede přes kapacitu C_1 na vývod 12 integrovaného obvodu. Zesilovací činnost IO závisí na přesném nastavení stejnosměrného předpětí na vývodu 12 (vzhledem k napájecímu napětí na vývodu 13) a napětí na vývodu 6. Vzájemnou kombinací rezistorů R_1 , R_2 a R_3 lze nalézt takový pracovní režim, který vyhoví požadavkům vybudování vnitřní vazby v IO. V blízkém okolí daného předpětí zesílení signálu prudce vzrůstá aniž by podstatněji vzrůstal šum. V kritickém bodě (kdy zesílení přesáhne zhruba 60 dB) nastává rozkmitání. V oblasti před rozkmitáním se přijímač chová obdobně jako zpětnovazební přijímač pro příjem amplitudově modulovaných signálů, ve velmi úzké oblasti rozkmitání má naopak charakter činnosti přijímače se synchrodetektorem.

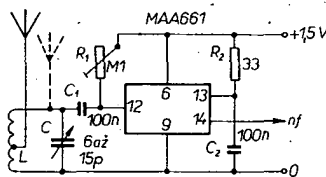
Vazební kondenzátor C_1 musí mít takovou kapacitu, která představuje pro daný kmitočet prakticky nulový odpor a nezávadí přitom žádný nebo jen nepatrný fázový posuv signálu. Kondenzátor C_2 blokuje napájecí napětí proti nežádoucímu rozkmitání a upravuje pracovní podmínky pro činnost vnitřní vazby v IO. Změny R_2 mají vliv na zesílení v signálu, ale ovlivňují i proud, který prochází celým IO a tedy jeho celkovou spotřebu. Stejně tak je tomu s rezistorem R_3 . Čím jsou odpory těchto rezistorů menší, tím větší proud obvodem teče. Protože jde o přímou závislost i s rezistorem R_1 , je v poměrně širokém rozsahu těchto odporů zesílení IO konstantní i při větších změnách proudu obvodem (zhruba od 0,6 mA do 1,5 mA). Čím jsou odpory rezistorů R_2 a R_3 menší, tím musí být menší i odpor rezistoru R_1 . Odpor R_1 se pohybuje v rozmezí od 10 k Ω do 100 k Ω ; R_2 od 5 Ω do 150 Ω a R_3 od zkratu po 100 k Ω . Pro odpor jednoho rezistoru v daném rozsahu

lze pro druhé dva nalézt rezistory s odpovídajícími odpory. S jinými odpory než je uvedeno, při napájení 1,5 V (1,35 až 1,6 V) a daném vstupním napětí na obvodu LC je zesílení menší. Zesílení lze nastavit rezistorem R_1 , změnou odporů R_2 a R_3 lze využít k jemnému „dotažení“. To je výhodné, neboť rezistor R_1 je citlivý na dotyk vnějších kovových předmětů (rozladění), rezistory R_2 a R_3 nikoli. Zatímco rezistor R_1 musí být blízko vývodu 12 a ladícího obvodu LC, mohou být rezistory R_2 a R_3 umístěny v libovolném místě přijímače. Pro praktické zkoušky je vhodné použít na místě R_1 odporový trimr 68 až 150 k Ω , R_2 150 Ω až 220 Ω a R_3 100 k Ω , případně použít jeden z těchto trimrů a zbylé dva rezistory pevné.

Kapacita kondenzátoru C_2 není rovněž kritická a vyhoví jakýkoli kondenzátor o kapacitě větší než 1 nF. Čím je však jeho kapacita větší, tím lépe filtruje případná brumová napětí. Kondenzátor C_3 působí jako filtr pro odřezávání vyšších – šumových složek v přijímaném signálu. Je-li přijímač provozován jako monofonní, pak je jeho kapacita 4,7 nF, v případě stereofonního příjmu (s připojeným stereofonním dekodérem) 470 pF.

Úroveň vstupního signálu vzhledem k nastavení R_1 (a obráceně) upravíme buď vhodnou délkou (zkrácením či prodloužením prutové či teleskopické) antény, nebo jejím navázáním přes kapacitní trimr C_4 na cívku L. V případě, že máme cívku L plošnou na desce s plošnými spoji, lze tento kapacitní trimr vynechat a nalézt pro příslušnou délkou antény vhodnou odbočku na cívce L pro její připojení. To lze ovšem realizovat i u cívky vinuté, přičemž odbočka bude podle délky antény kolem prvního závitu od zemního konce vinutí (blíže ještě v kapitole o nastavení).

Na obr. 47 je vůbec nejjednodušší zapojení tohoto přijímače, které lze bez větších potíží uvést do provozu, máme-li v místě příjmu vyhovující signál (zhruba

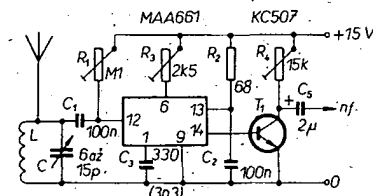


Obr. 47. Nejjednodušší praktické zapojení přijímače

stovky μ V) a pokud máme obvod LC na tento signál vyladěný. Vývod 6 IO je připojený přímo na přívod napájení, vývod 13 přes rezistor o odporu, jaký se nám podařilo sehnat, v rozmezí od 10 do 100 Ω . Odporový trimr má hodnotu ve výše uvedeném rozmezí, vyhoví 0,1 M Ω . Protože správná zesilovací činnost je závislá právě na vzájemné kombinaci LC a R_1 , ovlivňuje ji také délka a poloha přívodů těchto tří prvků. U obvodu LC je přirozené, že délka přívodů ke kondenzátoru se přičítá k indukčnosti L a mezizávitová kapacita cívky L ke kapacitě C. Připojení trimru R_1 má však v případě delších či nevhodně volených přívodů opačný vliv, zmenšuje jakost obvodu LC a podstatněji mění fázové poměry celého obvodu. Proto je nutné připojit obvod LC, kondenzátor C_1 a trimr R_1 v nevelké

vzdálenosti od vývodu 12 IO. Toto je jediná choulostivá část přijímače, ke které je nutno přihlídnout. V případě nemožnosti nastavit maximální zesílení (případně rozkmitání; což se projeví „nahlázdáváním“ stanic), je chyba buď ve špatném nastavení nebo v nevhodně rozloženém obvodu cívky L, kondenzátor C a trimr R_1 . V tomto zapojení je odebráný proud ze zdroje 1,5 až 2 mA podle odporu R_2 . Výstupní nf napětí při dostatečně silném vstupním signálu je asi 10 mV, což by mělo postačit k uspokojivému vybuzení nf zesilovače se vstupem RADIO.

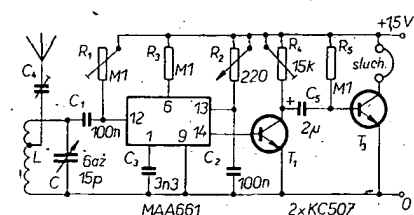
Na obr. 48 je zapojení obdobné svou funkcí zapojení z obr. 47, ale s výstupním napětím zesíleným tranzistorem T_1 na úroveň postačující při dostatečném vstupním signálu (20 km od Cukráku přijem pouze na cívku bez jakékoliv antény, totéž na Pravčické bráně u Hřenska při příjmu vysíláče Děčín) k vybuzení stereofonního dekodéru či nf zesilovače v běžném přijímači. V obvodu 6 IO je vřazen odporový trimr, případně potenciometr 10 až 100 k Ω , který lze vyvést na větší vzdálenost od IO a nastavit jím potřebné zesílení. Regulace zesílení je výhodná v případě, že máme možnost příjmu jak silnějších, tak i slabších stanic. Při zvětšování zisku se zároveň zužuje pásmo, což sice zlepší citlivost, ale zhorší zkreslení signálu. Proto je vhodné mít při silnějších signálech vazbu volnější a přenos kmitočtového spektra celého signálu nezkrácený.



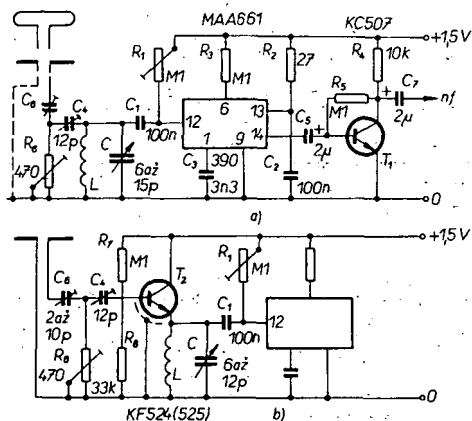
Obr. 48. Zapojení s jednostupňovým nf zesilovačem s výstupním napětím vhodným pro stereofonní dekodér

Tomuto zapojení je blízké i zapojení na obr. 49, které je řešeno jako jednoduchý přijímač v pásmu VKV na sluchátka s napájením z miniaturního článku 1,5 V. Odběr proudu je dán požadovanou hlasitostí a při tichém poslechu na sluchátka je asi 1,5 až 2 mA. Přirozeně, že hlasitější poslech si vyžaduje i větší odběr proudu koncovým tranzistorem. Odpor sluchátek by měl být nejméně 50 Ω ; čím je větší, tím lépe.

Obvod IO v tomto provedení je zapojen co nejjednodušší z hlediska odběru proudu a má ruční nastavení změny napájecího



Obr. 49. Jednoduchý přijímač VKV na sluchátka

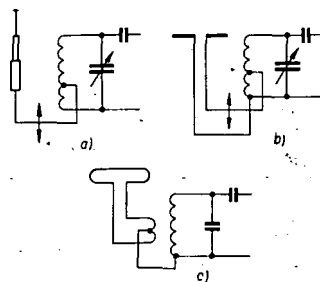


Obr. 50. Zapojení přijímače s úpravou vstupních obvodů a) pro silnější signál, b) pro místa se slabším signálem

napětí dané vyhlášením miniaturního článku, rezistorem R_2 . Tento rezistor proto může být řešen jako potenciometr s vypínačem a plnit i funkci regulace hlasitosti.

Na obr. 50 jsou dvě zapojení s úpravou vstupních obvodů pro připojení libovolné antény. Zapojení na obr. 50a vyhovuje pro místa se silnějším signálem a spíše pro naše pásmo, zapojení na obr. 50b i pro pásmo 87,5 až 104 MHz. Odporovým trimrem R_6 a kapacitním trimrem C_4 se nastaví vhodné impedanční přizpůsobení i potřebná úroveň vstupního signálu tak, aby přijímač spolehlivě pracoval. Rezistory R_2 a R_3 lze použít podle výše uvedených požadavků. Tranzistor T_1 má stejnsměrně oddělený vstup od výstupu z IO. Při ladění stanic se na vývodu 14 objeví kromě nf signálu také stejnsměrná složka, jejíž úroveň se mírně mění se stupněm nastavení zesílení v IO. Tím se ovšem také mění pracovní bod T_1 , což může mít za následek, že tranzistor zkreslí zesílený nf signál. Oddělovací kondenzátor C_5 brání průniku této stejnsměrné složky na bázi T_1 .

Velmi vhodné je zapojení vstupního obvodu podle obr. 50b, které lze již s úspěchem použít i pro dálkový příjem v pásmu 87,5 MHz až 104 MHz. V tomto zapojení lze přijímat signály pro velmi dobrý monofonní příjem v intenzitě kolem 15 až 20 μV na vstupu, ale při nastavení zisku na maximum a tím i značného zúžení pásma lze zachytit i když se zhoršenou kvalitou signály o intenzitě kolem 2 μV . Tranzistor T_2 v tomto zapojení zcela odděluje obvod LC od anténního vstupu a na tento obvod již přivádí pouze vstupní signál s ručně nastavenou úrovní. Přizpůsobení vstupního signálu na obvod LC tímto způsobem je výhodné také v tom, že umožňuje rovnoměrný přenos signálů v celém přeladovaném pásmu kmitočtů bez nutnosti ručního „dotahování“, což v předchozím zapojení (bez tranzistorů) nebylo pro celé pásmo 87,5 až 104 MHz možné. V tomto zapojení jsou také signály z antény přenášeny na laděný obvod s menším útlumem. Tranzistor T_2 je zapojen jako emitorový sledovač a správné pracovní předpětí pro jeho bázi zajišťují rezistory R_7 a R_8 . Na vstup lze připojit napáječ od libovolné antény a ta se při-



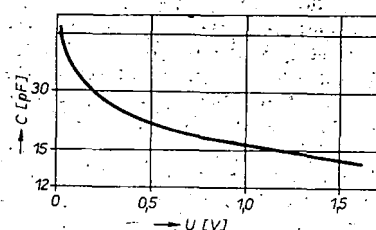
Obr. 51. Připojení různých druhů antén k laděnému obvodu LC: a) prutová či drátová anténa, b) připojení dipólu souvým kabelem, c) připojení skládaného dipólu dvojlínkou

způsobí odporovým trimrem R_6 . Úroveň vstupního signálu se nastaví kapacitními trimry C_4 a C_6 a pro příslušnou anténu se vstup upraví podle obr. 51a, b, c.

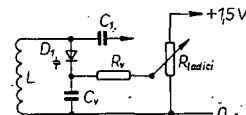
Ladění kapacitní diodou – varikapem

Sehnat vhodný otočný kondenzátor či trimr není jednoduchou záležitostí. Podstatně snazší je zakoupit polovodičový prvek – varikap – kapacitní diodu. Varikap je polovodičová dioda, u které se při připojení na její póly správně pólovaného stejnsměrného napětí vytvoří na polovodičovém přechodu kondenzátor (nositelé potenciálu – elektrony a díry se oddálí a vytvoří mezi sebou izolační vrstvičku – dielektrikum), jehož kapacita je přímo úměrná velikosti přiloženého napětí. Závislost této kapacity na přiloženém napětí od nuly do 1,5 V u varikapu KB105 je ukázána na obr. 52. Pro plynulou změnu kapacity varikapu potřebnou k přeladění rezonančního obvodu LC lze s výhodou použít běžný potenciometr.

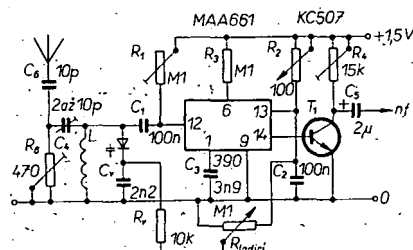
Protože je nutné oddělit stejnsměrné napájecí napětí varikapu od obvodu připojení kapacity, musí být do série s varikapem a cívkou zapojen oddělovací kondenzátor C_v s kapacitou, která představuje vř zkrat pro daný kmitočet. Stejnsměrné ladicí napětí je na varikap přivedeno jedním (záporným) pólem přímo přes obvod (cívkou), druhý pól (kladný) se přivede do bodu spojení varikapu a kondenzátoru C_v . Celý obvod varikapového ladění je na obr. 53. Rezistor R_v brání průniku vř signálů z obvodu LC a zpětnému ovlivňování obvodu vnějších vř či nf signálů. U varikapu je totiž možno měnit jeho kapacitu i střídavým napětím, pak se však kapacita mění v rytmu střídý, což je v daném případě nevýhoda. Obvod ladění je tak náchylný na vnější brum, který, naindikuje-li se z okolí do přívodu k varikapu, moduluje svým kmitočtem vyladěný signál a v příjmu se po demodulaci projeví jako brum. Přívod od potenciometru, kte-



Obr. 52. Průběh závislosti kapacity na přiloženém napětí u varikapu KB105



Obr. 53. Zapojení obvodu LC s varikapovým laděním



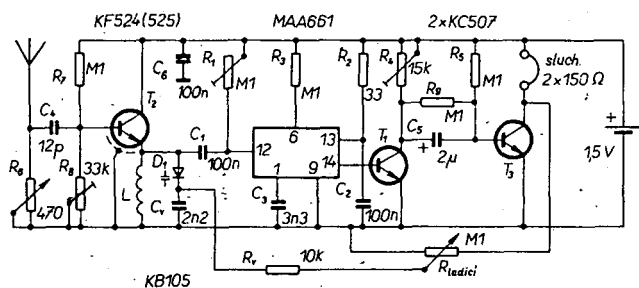
Obr. 54. Základní zapojení přijímače s varikapovým laděním. Při vyhlášení baterie „dotahuje“ potenciometr R_2 jak kmitočet, tak vazbu v IO

ry může být libovolně dlouhý, je proto nutné blokovat kondenzátorem o kapacitě asi 100 nF. Větší kapacita již není vhodná, s připojenými odpory vytváří časovou konstantu, jejíž vliv se projeví jako zpoždění ladění. Protože varikap neodebírá žádný proud, stačí i poměrně malá kapacita, aby zpoždění bylo takové, že znemožňuje přeladování stanic.

Nemáme-li vhodný otočný kondenzátor či kapacitní trimr nebo hodláme-li umístit ladicí mechanismus do jiného místa než je obvod LC, použijeme k ladění varikap KB105 (A až G). Ladění varikapem lze použít ve všech výše uvedených zapojeních. Na obr. 54 je jednodušší verze zapojení s laděním varikapem při napájecím nestabilizovaném napětí ze zdroje. Odporovým trimrem R_2 se nastavuje případný úbytek napětí zdroje, čímž se zároveň doladuje obvod LC na přijímaný kmitočet.

Ladění varikapem má výhodu zejména při příjmu signálů s větší úrovní na vstupu, protože pak lze varikap využít i k automatickému doladování kmitočtu. Při demodulaci kmitočtové modulovaného signálu běžným způsobem vzniká na výstupu demodulátoru při malém rozladění laděných obvodů vzhledem k přijímanému signálu stejnsměrné napětí. Napětí je úměrné rozladění a má kladnou či zápornou polaritu podle toho, zda jde o rozladění směrem k vyššímu nebo nižšímu kmitočtu. Přivedeme-li vzniklé napětí na varikap zapojený v laděném obvodu LC ve správné polaritě, pak při rozladění k vyššímu kmitočtu napětí na varikapu např. poklesne, tím se zvětší kapacita varikapu a kmitočet obvodu poklesne zpět na původní úroveň a obráceně. Přijímač se doladí.

Je-li přijímač nastavený tak, že u něj dochází k demodulaci na obou koncích rezonanční křivky, pak se nemusíme zajímat o správnou polaritu přiváděného doladovacího napětí vzhledem k zapojení varikapu, protože obvod si vybere tu stranu demodulační křivky (kmitočtové sestupnou nebo vstoupnou), která přísluší napětíovému rozladění, a druhou stranu automaticky potlačí. Při zesílení doladovacího napětí tranzistorem (báze T_1 připojena přímo na vývod 14 IO) dochá-



Obr. 55. Zapojení přijímače na sluchátka s laděním varikapem a s automatickým doladováním kmitočtu

zi na kolektorovém výstupu k otočení polarity (tranzistor v tomto zapojení otáčí fázi vstupního napětí o 180° čili mění polaritu stejnosměrného napětí přivedeného na bázi) a k doladění se využije druhá strana demodulační křivky a první se potlačí. Tímto zapojením docílíme u silnějších stanic potlačení dvojího příjmu při zachování principu automatického doladění kmitočtu.

Zapojení přijímače pro místní příjem na sluchátka laděného varikapem v zapojení s automatickým doladováním kmitočtu je na obr. 55. Potenciometr pro ladění je připojen na kolektorový výstup koncového tranzistoru. Tranzistor má napájení z báze předchozího tranzistoru přes rezistor 100 kΩ, kterým se zároveň přenáší napěťové změny vznikající při demodulaci signálu. Pro nezkrácený přenos nf signálu je rezistor překlenut kondenzátorem. Strídavá složka nízkofrekvenčního signálu se u obvodu doladování neuplatní.

Provedení obvodu LC

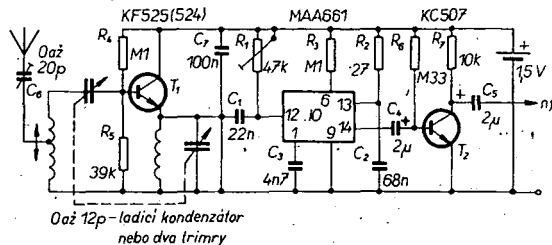
Přijímač spolehlivě pracuje v obou pásmech VKV, má-li vstupní signál vyhovující úroveň a jedinou změnou při příjmu jednoho nebo druhého pásma je buď počet závitů cívky L nebo změna kapacity C. Obvod LC lze (a tím i celý přijímač) tedy řešit buď samostatně pro každé pásmo nebo jako plynule přeladitelný přes obě pásma. Pro plynulou přeladitelnost je nutno použít otočný kondenzátor, kapacitní trimr apod. s minimální kapacitou kolem 30 pF, raději o něco více. Nejjednodušší je jednoduchý nebo dokonce dvojitý kondenzátor této kapacity. Méně vhodné je použití šroubovacích trimrů, ať již hrníčkových nebo skleněných. Použití kapacitních trimrů je sice výhodné jak rozměrově, tak jsou i relativně snadnější k sehnání než otočný kondenzátor, ale jejich použití má dva vážné nedostatky. Šroubovice trimru při otáčení má na vodič matici nedokonalé spojení, vznikají přechodové jevy, které se projeví nejen praskáním ozývajícím se při ladění v příjmu, ale co je horší, zejména u slabších stanic se obtížněji stanice ladí a často „přeskakují“. To je způsobeno tím, že šroubovice vede při otáčení pokaždé jinou částí závitů, mění se délka přívodu a tím i indukčnost obvodu. Při příjmu silnějších stanic se však tato závada téměř neprojevuje. Druhým nedostatkem je vliv přiblížení ruky při ladění slabších stanic na jejich rozladování a také obtížnější výroba ladícího mechanismu.

Z uvedených důvodů, nemáme-li vhodný otočný kondenzátor, je výhodnější použít k ladění varikap. I když ladící potenciometr není zrovna nejmenší, lze jej umístit i ve větší vzdálenosti od obvodu LC a tak praskání při přeladování, má-li

odporovou dráhu v pořádku, se neobjeví. S napájecím a ladícím napětím 1,5 V není možné přeladění přes obě pásma; k splnění tohoto požadavku je třeba napětí mnohem vyšší.

K zajištění rovnoměrného zesílení v celém požadovaném pásmu a pro zajištění přenosu dostatečné šířky pásma je vhodné, aby obvod LC neměl příliš velkou jakost. Cívka obvodu LC je proto vzduchová nebo plošná (na desce s plošnými spoji). Vinutá cívka je buď z měděného nebo pocínovaného vodiče o Ø 0,5 až 0,8 mm. Počet závitů cívky je dán rozsahem kapacity použitého otočného kondenzátoru a požadovaným kmitočtovým pásmem. Cívka je navinutá na Ø 5 mm. Při použití skleněného kapacitního trimru o kapacitě 0 až 15 pF je délka vodiče pro pásmo 66 až 73 MHz 150 mm, pro pásmo 87,5 až 104 MHz 110 mm. Vývody cívky jsou dlouhé 5 až 7 mm, vinutí je s mezerou 1 mm mezi závity. K jednomu konci vinutí je připájen neoznačený pól varikapu, k druhému oddělovací kondenzátor C_v . Označený pól varikapu s druhým vývodem kondenzátoru C_v jsou přes rezistor R_v připojeny na běžec ladícího potenciometru. Konec cívky s připojeným oddělovacím kondenzátorem je připojen na zemní pól přijímače. Na obr. 56 je praktické zapojení na zkušební desce (viz foto na 4. straně obálky), u kterého je pouze jeden nastavovací prvek R_1 , a je použit buď dvojitý otočný kondenzátor s malými doladovacími trimry, nebo, jak je z fotografie patrné, dva skleněné kapacitní trimry. Toto zapojení lze použít i pro příjem v pásmu 87,5 MHz až 104 MHz v místech, kde je silný signál. Úroveň signálu se nastaví odbočkou na vstupní cívce, případně se do přívodu od antény zapojí kapacitní trimr 0 až 20 pF, kterým se vstupní úroveň upraví.

Protože nejchoulostivější z hlediska oživení celého přijímače je přesné nastavení indukčnosti cívky a doplňkových obvodů kolem ní, musíme zhotovení cívky věnovat náležitou péči. Aby byla velikost cívky přesně definována, je jako kostička použita běžná skleněná pojistka s přepáleným drátkem. Na kovové konce pojistky jsou připájeny konce cívky a z nich jako přívody jsou vyvedeny vývody o délce 15 mm, které jsou připojeny k vývodům ladícího kondenzátoru nebo kapacitního trimru. Je-li k ladění použit skleněný kapacitní trimr 0 až 15 pF za 18 Kčs (typové označení WK 70104), pak má vinutí na skleněné trubičce 10 závitů a pro pásmo 87,5 až 104 MHz 7 závitů drátu CuL o Ø 0,5 až 0,8 mm stejnoměrně rozložených po celé délce trubičky. V případě, že hodláme použít i vstupní cívku, pak má o čtyři závity více pro naše pásmo a o tři závity více pro pásmo druhé.



Obr. 56. Přijímač se sériově zapojeným doladovacím vstupním obvodem

Pokud řešíme vstupní anténní laděný obvod jako LC, pak je nutné umístit cívku tohoto obvodu co nejdále od cívky obvodu vstupu do IO.

Při ožívování postupujeme tak, že nejprve zapojíme nf část i s IO bez vstupního laděného obvodu. Po připojení nf zesilovače a napájecí baterie 1,5 V se při dotyku na vývod 12 IO musí ozvat i při značně „stažené“ hlasitosti připojeného zesilovače silný brum a případně i signál blízkého středofonného vysílače. Připojíme obvod LC pro naše pásmo bez připojení antény. Kapacitní trimr tohoto obvodu nastavíme zhruba do poloviny a odporovým trimrem R_1 najdeme místo, kde se objeví zvýšený šum. Zvýšení šumu není příliš výrazné. Nyní nastavíme trimr R_1 do místa, kde je rozhraní zvýšeného šumu. Největší hlasitosti a zesílení signálu se dosahuje v místě, kde šum právě zaniká ve směru natáčení běžce trimru ke „kladnému“ přívodu. Přijímaný signál je čistý, mezi stanicemi je šum nepatrný a zvětší se pouze při příjmu slabých signálů.

Nyní připojíme na laděný obvod asi půl metru drátu a stejný kus připojíme na zemní vodič jako protiváhu. Pokud šum zanikl, snažíme se jej opět nalézt otáčením běžce R_1 , případně připojíme drátovou anténu na odbočku cívky nebo ji připojíme přes kapacitní trimr 0 až 10 pF a nalezneme místo, kde se objeví slabý šum. Poté naladíme kondenzátorem laděný obvod stanic.

Až se nám tuto část přijímače podaří oživit, pak připojíme vstupní tranzistor a vstupní obvody, nejprve raději s odporovým trimrem a pak i s vinutou cívkou. Nyní provedeme „sladění“ natáčením běžce R_1 „na šum“ a odporovým i kapacitním trimrem manipulujeme tak dlouho, až nalezneme na R_1 místo, kde na obě strany bude šum slábnout. V tomto místě ponecháme R_1 nastavený a jeho běžcem nepohybujeme. Další úpravy již provádíme pouze ve vstupním obvodu a to postupně nastavujeme trimry R_6 , C_4 a C_6 tak, aby signál byl co nejhlasitější a nezkrácený. Zvláštností přijímače je, že nastavení vazby se chová jakoby obráceně. Čím má signál na vstupu větší úroveň, tím méně je zesilován a tím je i slabší a zkrácenější. Při určité úrovni je zkrácení nejmenší a zesílení největší. Při nízké úrovni je opět signál slabý, zašuměný a obtížně se nastaví místo, kde není zkrácený.

Při dálkovém příjmu slabších stanic, kdy je třeba nastavit zesílení do těsné blízkosti nasazení vazby, dochází ke zkrácení signálu jednak vlivem úzkého pásma přenášených kmitočtů a jednak

vlivem posuvů fáze signálu při dálkovém šíření odrazem a lomem v atmosféře.

Obrácený chod zesílení je také důvodem zapojení vstupního laděného obvodu s cívkou v sériovém zapojení. Zde se sladění provede tak, že se pomocnými trimry na kondenzátoru nastaví oblast šumu obdobně, jak bylo uvedeno výše a tím je v celém přeladovaném pásmu zhruba tato oblast nastavená.

Vliv na úpravu souběhu, tj. na lineární nasazování vazby po celém přeladovaném pásmu bez dodatečného „dotahování“ má i proud protékající celým IO (je dán odporem rezistoru R_2). Je-li odpor větší, nasazuje vazba dříve v dolní kmitočtové části pásma; je-li menší, pak v horní části pásma. Rovněž správný poměr indukčnosti a kapacity laděného obvodu LC má určitý vliv na zajištění lineárního průběhu nasazení vazby při přeladování.

Změna napájecího napětí má vliv pouze na změnu nastavení vazby, kterou lze nastavit ještě při napětí 1,25 V. Při tak malém napětí je však již úroveň výstupního signálu slabá a potřebuje nejméně o jeden zesilovací stupeň více. Proud se však zmenší pod 0,4 mA. Je-li napětí větší než 1,7 V, je již nastavení vazby obtížnější, zlepšuje se poněkud při napájecím napětí v okolí 2 V, pak ještě 3 V a 4,5 V. Úroveň výstupního signálu je však od napětí 1,4 V zhruba stejná, při větším napájecím napětí vzrůstá pouze šum. Nastavení vazby v rozsahu 1,35 až 1,7 V je poměrně ploché s nevelkou změnou odporu rezistoru R_1 .

Velmi jednoduché zapojení přijímače má však i své nevýhody. Přijímač je citlivý na změny napájecího napětí, které má značný vliv na nastavení vazby (změnou odporu R_1) a tím i zesílení signálu. Stejně tak se projeví i kolísání vstupního signálu, zejména, je-li přijímač nastaven na příjem slabších stanic při dálkovém příjmu. Při signálu s větší a stálou úrovní je naopak příjem stabilní a ke ztuhlému rozladění nedochází ani po několikahodinovém provozu, je-li přijímač napájen z větší baterie – např. tužkového článku či malého monočlánku. Přijímač také nedokáže bez ručního „dotahování“ zpracovat signály se značně rozdílnou úrovní signálu na vstupu. Např. v místě, kde jsem ověřoval činnost přijímače (Praha-Spořilov), jsem s devítiprvkovou anténou přijímal v pásmu 87,5 až 104 MHz řadu stanic v uspokojivé kvalitě dané hlavně podmínkami šíření. Avšak při přeladění přijímače na vysílač Cukrák 102,4 MHz jsem měl na vstupu tak silný signál, že příjem byl značně zkreslený a slabý. Teprve když jsem anténní přívod navázal na vstup přijímače velmi volně (dva přes sebe přehozené vodiče či kondenzátor s kapacitou 0,5 pF), byl příjem vysílače velmi kvalitní a zcela bez šumu při stereofonním příjmu. K témuž příjmu stačí použít běžnou prutovou anténu či asi metr dlouhý vodič, oba s půl metru dlouhým vodičem jako protiváhou na zemním pólu. Vzdálené vysílače takto již ovšem zachytit nelze, proto je vhodné anténní vstup upravit pro místní a dálkový příjem. Tuto úpravu měl i náš před časem nejdražší KVK přijímač TESLA 814 A.

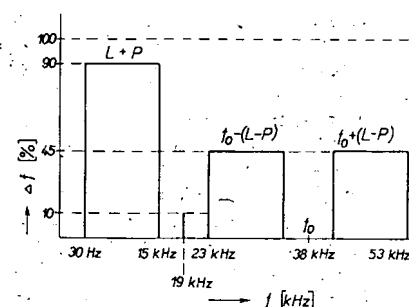
Stereofonní dekodéry

Pro stavbu jakéhokoli přístroje či obvodu je nutné znát nejen jeho funkci, ale také charakter činnosti a požadavky na zpracovávanou informaci. Pro objasnění funkce stereofonního dekodéru proto nebude jistě na škodu, když si v kostce něco řekneme o tvorbě rozhlasového stereofonního signálu, požadavcích na jeho kvalitní přenos k posluchači a o vlastnostech obvodů, určených ke zpracování stereofonního signálu v přijímači.

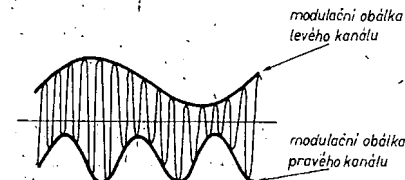
Evropská a s ní i československá norma pro vysílání stereofonního rozhlasu vychází ve své podstatě z americké normy FCC, na jejímž podkladě byl v první polovině roku 1961 zahájen oficiální provoz tohoto kvalitativně nového způsobu vysílání rozhlasových pořadů v USA. V některých západoevropských zemích to byl rok 1964; u nás se začalo s pokusným vysíláním rozhlasové stereoфонie v roce 1966. Používaný systém přenosu stereofonní informace je systém s pilotním kmitočtem a s úplně potlačenou pomocnou nosnou vlnou, která je původně potřebná při stereofonní modulaci k vytvoření postranních pásem zakódovaného stereofonního systému. Stereofonní signál se vytvoří na vysílací straně ze signálů pravého a levého kanálu, smíšením v tzv. maticovém obvodu. Vznikne součtový ($L + P$) a rozdílový ($L - P$) signál. Součtový signál, který obsahuje úplnou přenášenou kmitočtovou informaci celého nízkofrekvenčního spektra snímaného pořadu, je kromě své funkce v zakódovaném stereofonním signálu určen i pro kvalitní, plně hodnotný monofonní příjem.

Rozdílový signál je v kruhovém modulatoru vysílače amplitudově modulován kmitočtem pomocné nosné 38 kHz. Vytvoří se dvě postranní pásma kolem tohoto kmitočtu. Pomocná nosná vlna se ve vysílači potlačí a k modulaci základního kmitočtu se použijí pouze její postranní pásma. Tímto postupem se lépe využije vysílače. Protože je však pomocný nosný signál potřebný k demodulaci stereofonního signálu na přijímací straně, přidává se k modulační stereofonní směsi ještě pilotní signál o kmitočtu 19 kHz, který je fázově shodný s kmitočtem pomocné nosné 38 kHz.

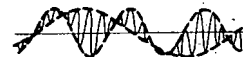
Postranní pásma celého zakódovaného stereofonního signálu (dále ZSS) přenášené vysílačem pak vypadá tak (obr. 57), že od signálu nosného kmitočtu vysílače (který lze považovat za nulový kmitočtet pro dané přenášené pásmo) až do kmitočtu 15 kHz je přenášena součtová složka úplného stereofonního signálu,



Obr. 57. Spektrum úplného zakódovaného stereofonního signálu.



Obr. 58. Superpozice ZSS a pomocné nosné



Obr. 59. ZSS s potlačenou nosnou

na 19 kHz je vyslán signál pilotního kmitočtu, jehož amplituda je zmenšena na 10 % zdvihu a na kmitočtech 23 kHz až 53 kHz jsou vysílány obě postranní pásma signálu rozdílového. Signál pilotního kmitočtu má v tomto případě kolem sebe pásmo ± 4 kHz, bez modulační. Jednou ze základních vlastností úplného ZSS je, že akustické signály levého kanálu leží v kladných půlvlnách a signály pravého kanálu v záporných půlvlnách ZSS (obr. 58). Úplný zakódovaný stereofonní signál s potlačenou nosnou vlnou je na obr. 59.

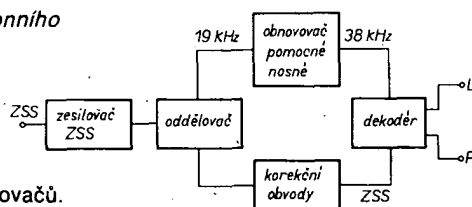
Požadovaná fázová věrnost mezi součtovým a rozdílovým signálem je nutná hlavně proto, že zhoršením fázových poměrů při přenosu, které se projeví vzájemným prolínáním kladných a záporných půlvln při dalším zpracování ZSS, vzniknou na přijímací straně přeslech mezi kanály. Ty zmenšují na přijímací straně rozdíl mezi pravým a levým kanálem a zhoršují tak stereofonní jev. Velmi značné rozfázování pak může mít za následek i ztrátu stereofonního jevu, neboť se vyrovnávají signály v amplitudě téhož signálu, který přichází zleva i zprava původně v různé intenzitě a signál se objeví uprostřed mezi reproduktory. Fázová věrnost je v podstatě zachována jen tehdy, je-li zachována fázová věrnost mezi původním signálem nosného kmitočtu a signálem o kmitočtu obnovené nosné, který je v přijímači obnoven ze signálu pilotního kmitočtu bez parazitních záněvů.

Je tedy zachování fázové věrnosti přenášeného signálu dominantní pro celý přenosový řetězec od modulatoru vysílače až po reproduktorovou soustavu na straně přijímače. Pro velmi kvalitní přenos stereofonní informace se uvažuje maximální odchylka $\pm 3^\circ$, vyhovující požadavky ještě splňuje fázová chyba 10° .

Důležitá je také shodnost amplitudové charakteristiky součtového kanálu s charakteristikou kanálu rozdílového. Při stejné amplitudové zesílení těchto kanálů by byla stereofonní informace rovněž zkreslená. Amplitudová věrnost by měla být dodržena při velmi kvalitním přenosu na $\pm 0,5$ dB. Úroveň přeslechů mezi kanály pro kvalitní stereofonní přenos by se neměla zmenšit pod 20 dB v celém přenášeném nízkofrekvenčním pásmu od 50 Hz do 15 kHz.

Při příjmu stereofonního signálu vysílače a jeho kvalitním zpracování v obvodu přijímače se na výstupu demodulatoru objeví kompletní ZSS. Ke zpracování – dekódování – ZSS se v přijímači používá stereofonní dekoder. Jeho vstup je zapojen na nf výstup z demodulatoru a výstupy obou kanálů budí zesilovací a korekční

Obr. 60. Blokové schéma stereofonního dekodéru



obvody dvou samostatných zesilovačů. Stereofonní dekodér zasahuje svou funkcí přímo do přenosové cesty signálu. Jeho obvod tak může mít vedle žádoucího účinku i řadu účinků vedlejších, nežádoucích. Jsou to kromě již zmíněných přeslechů také harmonická zkreslení, zkreslení intermodulační a výskyt kombinačních tónů, vzniklých nedostatečným potlačením signálu pomocného nosného kmitočtu, zbytky multiplexního signálu, zaviněné nesprávnými řešeními obvodu dekodéru či použitím nevhodných součástek.

K zajištění správné funkce dekodéru je především nutno obnovit signál pomocné nosné 38 kHz. Tento signál se získává ze signálu pilotního kmitočtu buď jeho zdvojením, nebo synchronizací oscilátoru. Stereofonní dekodér je tedy sestaven z obvodů obnovovače pomocné nosné vlny, obvodů dekódovacích, zesilovačích, indikačních, filtračních a obvodu deem-fáze.

Z obr. 58 vidíme, že modulační obálky ZSS jsou vytvořeny přímo signály levého a pravého stereofonního kanálu. Potlačili se signál základního nosného kmitočtu, obálky se budou protínat a maxima i minima signálu pomocného nosného kmitočtu pak leží střídavě uvnitř obálky, ohraničené levým a pravým kanálem. Jestliže zakódovaný stereofonní signál bude synchronně přepínán kmitočtem 38 kHz, dostaneme na výstupech přepínače nízkofrekvenční signál pravého a levého kanálu. Tento nf kmitočet má však charakter impulsů s opakovacím kmitočtem 38 kHz. K získání správného průběhu signálu je nutno zařadit do obvodu vyhlazovací filtrační kondenzátory.

Celý dekodér (obr. 60) tedy pracuje tak, že se nejprve v jeho vstupních obvodech oddělí signál pilotního kmitočtu 19 kHz, který se vede do obnovovače pomocné nosné. Signál s kmitočtem obnovené nosné vlny, který je ve fázi s tímto signálem na vysílací straně, se přivede na elektronický přepínač, do kterého je současně přiveden ZSS. Jako přepínače lze využít dvojité diodový můstek či kruhový nebo křížový demodulátor.

Pro kvalitní funkci dekodéru jsou dále důležité dva parametry, dané použitým přijímačem: úroveň zakódovaného stereofonního signálu na výstupu kmitočtového demodulátoru a poměr úrovní součtové složky a obou postranních pásem, která přenášejí rozdílovou složku. Tento parametr je dán charakterem použitého přijímače, hlavně jeho vysokofrekvenční-

mi obvody, a nelze jej dále ovlivnit; přijímač s malou šířkou propustného pásma v zesilovači má na výstupu rozdílnou úroveň součtové a rozdílové složky a není proto vhodný k použití pro stereofonii; protože lze úroveň výstupního nf signálu z přijímače upravit ve vstupních obvodech dekodéru, lze přijímač s malou výstupní úrovní ZSS po úpravě ke stereofonnímu přenosu použít. Běžné tranzistorové přijímače mají výstupní nf úroveň 300 mV a méně.

Na velikosti vstupního napětí do stereofonního dekodéru závisí úroveň přeslechů, neboť správné vyvážení (nastavení) dekodéru je právě funkcí tohoto napětí. Na jeho úrovni je také závislé nastavení citlivosti pro automatické přepínání na stereofonní provoz u automatických dekodérů. U přijímačů s menším výstupním napětím se připojují před stereofonní dekodér jedno až dvoutranzistorové zesilovače, aby úroveň signálu byla plně vyhovující.

Různé typy stereofonních dekodérů mají jeden společný obvod, jehož vnitřní funkce i zapojení se mohou podstatně lišit. Je to obnovovač pomocné nosné 38 kHz z pilotního kmitočtu 19 kHz. Obnovovač pomocné nosné vlny má za úkol vytvořit ze signálu pilotního kmitočtu pomocnou nosnou vlnu s dostatečně velkou amplitudou a shodnou fází. Signál pilotního kmitočtu je laděnými obvody filtrován a zdvojen na 38 kHz. Kmitočet lze zdvojit buď dvoucestným usměrněním nebo laděným zesilovačem pracujícím ve třídě B nebo C, případně lze použít i přímo synchronizovaný oscilátor nebo systém se smyčkou AFS. U obnovovačů pracujících na principu zdvojení kmitočtu je velkým problémem dokonalé odstranění zbytků signálu pilotního kmitočtu ze zakódovaného signálu.

Obnovovač se smyčkou AFS je schopen splnit ty nejnáročnější požadavky. Používá se u něj místní oscilátor fázově synchronizovaný se vstupním pilotním signálem. Systém může mít velmi úzké propustné pásmo, takže se šumová slož-

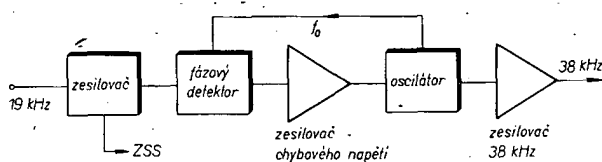
ka vstupního signálu rušivě neprojeví. Lze vyjmenovat hned několik výhod systému AFS před obnovovačem s laděnými obvody. Jsou to především:

- obnovovač s AFS je systém s uzavřenou smyčkou, a tím veškeré (např. teplotní) změny se samy automaticky korigují,
- produkce záněvů je velmi malá, protože systém AFS je úzkopásmový. Parazitní fázová modulace přepínacího signálu 38 kHz se může vyskytnout pouze při nízkých kmitočtech. Systém se tedy chová jako laděný obvod LC s extrémně velkou kvalitou, avšak bez nedostatků vzhledem k fázové stabilitě,
- systém se smyčkou AFS se vyznačuje jednoduchým nastavením a rušivá šumová složka ve vstupním napětí se neprojeví příliš výrazně, je-li signál svou úrovní schopen synchronizace,
- fázová odchylka v ustáleném stavu je menší než 1° - tím je zhoršení přeslechů vlivem nevykompenzované fázové chyby obnovené nosné zanedbatelné.

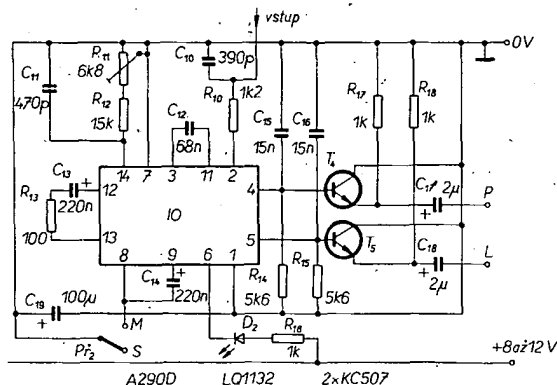
Dekodér s oscilátorem s automatickou fázovou synchronizací nepotřebuje ke své funkci laděné obvody (cívky) a po nastavení je dlouhodobě velmi stabilní. V provedení z diskretních součástek je však značně složitý a tím i drahý. Proto se již řadu let vyrábějí stereofonní dekodéry tohoto typu jako monolitické integrované obvody. U nás je ke koupi tento obvod pod označením A290D, jehož výrobcem je NDR.

Základní funkce fázově synchronizovaného obnovovače (obr. 61) je následující: Ve vstupním obvodu stereofonního dekodéru je zapojen fázově citlivý detektor, na který se přivádí jednak vstupní signál pilotního kmitočtu a jednak signál z místního oscilátoru. Je-li signál místního oscilátoru fázově posunut proti pilotnímu signálu, objeví se na výstupu z fázového detektoru chybové stejnosměrné napětí, které je úměrné fázovému rozdílu. Po filtraci se toto napětí zesílí a použije se k synchronizaci místního oscilátoru. Tím je vzniklá fázová chyba odstraněna. Signál oscilátoru je pak použit po zesílení jako signál pomocné nosné.

K doplňkovým obvodům stereofonního dekodéru patří ruční nebo automatické přepínání provozu mono-stereo, které je u každého zapojení dekodéru dáno principem jeho činnosti. Obdobně je tomu také s indikací provozu přijímače mono či stereo, indikací svítící diodou LED, které ke světelnému efektu stačí proud několi-



Obr. 61. Blokové schéma obnovovače pomocné nosné se smyčkou automatické fázové synchronizace



Obr. 62. Zapojení stereofonního dekodéru s IO A290D

ka mA. Příklad zapojení stereofonního dekodéru s A290D je na obr. 62.

Podmínky kvalitní stereofonní reprodukce

Při hodnocení kvality stereofonní reprodukce se uvádí jako jeden z nejdůležitějších parametrů vzájemný přeslech mezi levým a pravým kanálem. Čím větší je naměřený odstup mezi oběma signály v jednom kanálu, tím se přijímací a reprodukční zařízení hodnotí lépe. Odstup mezi kanály (a nejen tento parametr) se určuje měřením napětí na zatěžovacích odporech, které jsou zapojeny místo reproduktorů na výstupech kanálů nf zesilovače. Při tomto měření se vylučují vnější akustické vlivy, které budou při reprodukci nutně působit na signál a spoluvytvářet stereofonní jev (druh soustav, vliv místnosti atd.).

Protože stereofonní přijímač je vždy provozován v určitém prostředí, které má nutně vliv na šíření a odraz vln, vyvstává otázka: Je vždy konstrukce přijímače špičkových parametrů bez ohledu na cenu či konstrukční náročnost zárukou jakostní stereofonní reprodukce? Nepočítali jsme si zbytečně drahé a technicky náročné zařízení, kterého nám objektivní podmínky nedovolují využít?

Kvalita stereofonní reprodukce je dána kromě dostatečného kvalitního zařízení řadou objektivních činitelů, které mohou stereofonní signál znehodnotit do té míry, že výsledný efekt bude stejný, ať je již přijímač špičkový, či pouze střední kvality. Tyto činitele mohou pak být vnější a tedy těžko ovlivnitelné, nebo vnitřní, dané koncepcí a konstrukcí celého zařízení od antény až po reprodukční soustavu a tedy do určité míry schopné změn a úprav.

Úroveň přeslechů v kanálech je v první řadě dána fázovou věrností přenášeného pásma kmitočtů od vysílače až po reprodukci. V podstatě jde o to, dosáhnout co nejmenšího fázového posuvu mezi součtovou a rozdílovou složkou a fázi přepínacího kmitočtu obnovení nosné 38 kHz po cestě vysokofrekvenčního přenosu včetně stereofonního dekodéru. Čím je tento fázový posuv větší, tím více zasahují půlperiody přepínacího kmitočtu pro jeden kanál do informace určené pro druhý kanál a tím se také zvětšují přeslechy mezi oběma kanály.

Vznikne-li tedy v přenosové cestě signálu od vysílače až po vlastní dekódování fázový posuv mezi kmitočty součtové a rozdílové složky, nelze jej odstranit či vykompenzovat ani sebelepší konstrukcí stereofonního dekodéru či nf zesilovače. Totéž ovšem platí i o nízkofrekvenční akustické cestě signálu k posluchači, kde fázový posuv mezi přenosovými kanály je opět příčinou změny v kvalitě i ztráty stereofonní informace při reprodukci.

Z vnějších, těžko ovlivnitelných činitelů, které mohou fázově posouvat signály přenášených kmitočtů a tím způsobovat přeslechy mezi kanály a zhoršovat tak jakost stereofonní informace si lze uvést:

- velikost a jakost přijímaného stereofonního signálu na anténě,
- prostředí – místnost a poslechové možnosti stereofonní reprodukce.

Z vnitřních technicky ovlivnitelných činitelů si vyjmenujme např.:

- jakost anténního systému a přizpůsobení svodu,
- jakost vstupních a mezifrekvenčních obvodů přijímače,
- jakost stereofonního dekodéru, nf zesilovače a reprodukčních soustav.

Rozebereme-li si podrobněji uvedené vlivy (viz níže) pro dané poslechové místo, lze z rozboru usoudit, jsou-li podmínky příjmu kvalitního signálu reálné a má-li cenu pořídit si drahé zařízení špičkových parametrů, nebo zda objektivní podmínky zaručí kvalitní poslech i se zařízením levnějším a dostupnějším.

Při přenosu signálu od vysílací antény k anténě přijímací může docházet za určitých okolností i k výrazným posuvům fáze jednotlivých přenášených signálů celého ZSS. Jde o případy, kdy signál nepřichází na anténu přijímače pouze přímo, ale také z několika stran, odražený buď od pevných překážek, či lomelem a odrazem v atmosféře. V takto přijatém signálu se pak nalézá směsice signálů o kmitočtech přenášeného pásma s různou amplitudou a s nedefinovatelnými změnami fáze. Při dálkovém příjmu signálu, jehož úroveň na anténě je získána odrazem od několika nehomogenit v atmosféře (reprodukce se projevuje častými nebo také jen občasnými úniky), je vlivem značných fázových posuvů kvalitní poslech stereofonního rozhlasu prakticky nemožný i s přijímačem špičkové kvality. Pokud tedy nemáme jinou možnost příjmu než tuto, pak použití sebedražšího přijímače nám nezaručí skutečně kvalitní stereo-

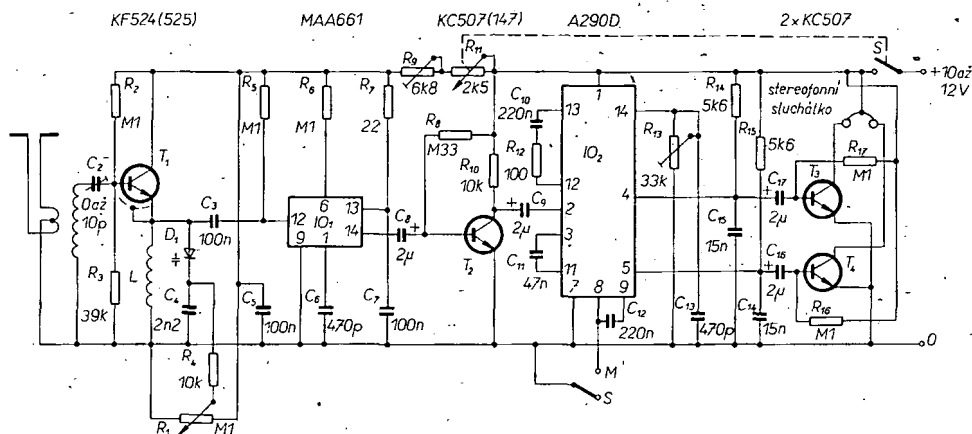
fonní reprodukci. Intenzita pole přijímaného vysílače v místě příjmu musí být stálá a taková, aby monofonní příjem byl velmi kvalitní. Jedině tak lze zaručit i dobrou stereofonní reprodukci.

Druhým těžko ovlivnitelným činitelem určujícím kvalitu poslechu je prostředí, v němž bude přijímač provozován. Je známo, že pro velmi kvalitní poslech stereofonního snímku na sluchátka postačí potlačit přeslechy pouze desetkrát (tj. 20 dB), stejně tak je tomu ve velmi malých prostorách, jako např. v autě, malé chatě apod., protože odrazy od stěn místnosti do značné míry zhoršují úroveň přeslechů. Pro poslech v místnosti, jejíž plocha se pohybuje kolem 20 m², vyhoví přeslechy 23 až 26 dB, protože i v případě, že máme vysoce jakostní reprodukční zařízení s mnohem nižší úrovní přeslechů mezi kanály, odrazy od stěn místnosti se „postarají“ o jejich zhoršení. Jsou-li stěny místnosti obloženy tlumicí látkou, odrazy od stěn se zmenšují a požadavky na kvalitu potlačení přeslechů se mohou zvětšit o 3 až 6 dB. Teprve u rozměrově mnohem větších místností s dokonalou akustickou izolací, zabraňující odrazům zvuků, se požadavky na potlačení přeslechů zvětšují až nad 30 dB. Proto je provozování přijímače s udaným potlačením přeslechů, např. větším než 37 dB na výstupu, v běžném obývacím pokoji zbytečným přepychem.

Z technických parametrů, majících vliv na fázovou věrnost stereofonního signálu, je to v první řadě anténa a její svod k přijímači. Anténa má být směrová, aby co nejméně přijímala signály odražené od okolních překážek a má být co nejpečlivěji směřována na vysílače. Jedině pak je reálný předpoklad, že amplituda přímé vlny bude mnohonásobně větší než amplitudy vln odražených (které se proto v příjmu neprojeví). Anténní svod by měl být co nejlépe přizpůsoben jak u antény, tak i u přijímače, aby odrazy na vedení (a tím i poměr štojatých vln) byly co nejmenší. Pak se na vstupních svorkách přijímače objeví signál o mnohonásobně větší úrovni než signály parazitní. Avšak i při velmi kvalitní anténě, přizpůsobeném svodu i signálu s velkou úrovní je nutno počítat se zhoršením přeslechů v této části přenosové cesty o 6 až 10 dB.

U vstupních vysokofrekvenčních částí přijímače určeného pro příjem stereofonního signálu je třeba, aby šířka pásma zesilovacích a laděných obvodů byla ta-

Obr. 63. Zapojení přijímače s laděním variakem pro místní příjem stereofonních pořadů



ková, aby nebyly tlumeny a fázově posunuty signály obou postranních pásem více vzdálených od nosné proti signálům, jejichž kmitočty leží v blízkosti nosné. Avšak i tehdy, je-li v část přijímače konstruována podle všech požadavků, je třeba počítat s tím, že se přeslechy zhorší o 6 i více dB proti úrovni, vysílané vysílačem.

U stereofonního dekodéru, který může velmi výrazně a nepříznivě ovlivnit úroveň přeslechů, je těžiště úspěchu v jakosti obnovovače signálu o kmitočtu 38 kHz.

„Stereofonní krystalka“

Výše uvedená zapojení jsou myšlena jako náměty pro experimentování s různými variantními zapojeními tohoto přijímače. Pro snadnější práci při těchto pokusech je možno použít desku s plošnými spoji (obr. 65), na které jsou provedeny plošné dvě cívky. Tato deska má i další obvody, aby mohl být kromě základního zapojení připojen nejen vstupní přizpůsobovací předzesilovač, ale také stereofonní dekodér a nf zesilovač pro sluchátka.

Zapojení přijímače vychází z upraveného zapojení na obr. 63, kde je ve vstupním obvodu použita místo odporového trimru plošná cívka. Tato cívka má dvě vinutí – anténní a vstupní. Vstupní je připojena přes kapacitní trimr C_2 na bázi vstupního tranzistoru, anténní má vinutí s uzemněným středem. Lze k ní tudíž připojit jak dvojlinku 300 Ω , tak i souosý kabel 75 Ω , případně i drátovou anténu. Zapojení vstupní a anténní cívky je totožné se zapojováním na obr. 51. Vhodné impedance přizpůsobení vstupního obvodu k anténnímu přívodu a tím i nastavení vazby se provede nastavením kapacity C_2 .

Nedoporučuji zapojit přijímač ihned napoprvé tak, jak je nakreslené rozložení součástek i se stereofonním dekodérem, ale odzkoušet si nejprve zapojení monofonní verze přijímače bez IO₂. Z tohoto důvodu ani není uvedeno schéma tohoto zapojení. Nejprve tedy zapojíme jeden nebo oba tranzistory na nf výstupu do sluchátek, podle typu použitých sluchátek. Máme-li sluchátka pro monofonní poslech (dva vývody), zapojíme jeden tranzistor (např. T₃), máme-li sluchátka stereofonní, zapojíme oba tranzistory (T₃ a T₄) a kondenzátor C_{16} připojíme do bodu připojení C_{17} , C_{15} a R_{14} na vývod 4 pro IO₂ a do tohoto bodu připojíme kondenzátor C_9 . Obvod IO₂ nezapojujeme, dokud nemáme odzkoušeno základní zapojení přijímače a nevyzkoušíme si jeho nastavení a ladění. Stereofonní dekodér zapojíme jedině tehdy, máme-li velmi silný signál přijímané stanice, jinak nám v tomto zapojení nebude pracovat. Chybí tu totiž ještě jeden předzesilovací tranzistor za T₂, který zvýší úroveň nf signálu tak, aby byla činnost stereofonního dekodéru spolehlivá.

Při uvádění do chodu po zapojení by se měl při dotyku na C_3 ve sluchátkách ozvat značně zesílený brum. Dotkneme-li se vývodu 5 či 7 tohoto IO, měla by se ve sluchátkách objevit směsice středovlnných stanic, případně signál blízkého SV vysílače. Nyní připojíme obvody plošné cívky L a obvody tranzistoru T₁. Běžec potenciometru P_2 nastavíme zhruba do poloviny dráhy a trimrem R_9 se snažíme nalézt bod nasazení vazby. Připojíme vnější anténu na přívod anténní cívky a opět nalezneme bod nasazení vazby

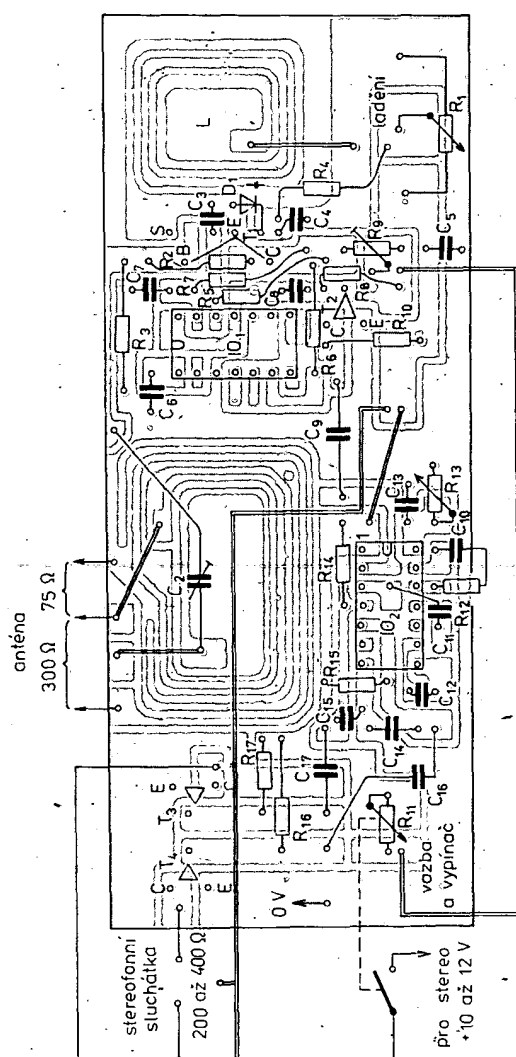
změnou odporu R_9 . Otáčením běžcem potenciometru P_1 se snažíme zachytit signál vysílače a potenciometrem P_2 nastavíme jeho vhodnou úroveň.

V případě, že se nám daří nastavit velmi dobrý příjem, můžeme zapojit i stereofonní dekodér. Na stanici Hvězda nastavíme trimrem R_{13} stereofonní reprodukci. Toto nastavení je vzhledem k velikosti odporu jemné a vyžaduje velmi pozvolné otáčení běžcem potenciometru, až se ve sluchátkách objeví stereofonní přednes. Pro snazší nastavení lze provizorně připojit indikační LED.

Značná konstrukční jednoduchost výše popisovaných variant tohoto přijímače má přirozeně i své stinné stránky. Při snaze dosáhnout vyšší citlivosti je nastavení přijímače obtížnější, vyladěný signál se při zvětšování vazby a tím i citlivosti a zesílení mírně odlaďuje, a proto je třeba

průběžně jej doladovat. Druhým nedostatkem je skutečnost, že k demodulaci dochází na boku rezonanční křivky obvodu LC, což má za následek, že se v příjmu projeví silné amplitudově modulované signály, např. brum apod. Má-li však signál přijímané stanice dobrou úroveň, pak amplitudově modulované rušení potlačí.

Při nastavení přijímače na práh nastavení vazby přechází charakter příjmu do stavu obdobného synchronní demodulaci a dochází i k potlačení amplitudového rušení. Toto nastavení je však nutno dotáhnout u každé vyladěné stanice zvlášť. Pokud je vstupní signál dobré úrovně a napájecí napětí je stabilizováno, má i toto nastavení přijímače vyhovující stabilitu s dobrou reprodukcí přijímaného stereofonního signálu.



Obr. 64. Osazená deska s plošnými spoji přijímače VKV s dekodérem

Seznam součástek na desce s plošnými spoji

Rezistory

R_1	100 k Ω (lineární ladící potenciometr)
R_2	100 k Ω
R_3	39 k Ω

R_4	10 k Ω
R_5, R_6	100 k Ω
R_7	22 Ω
R_8	330 k Ω

R ₉	6,8 kΩ (odporový trimr)
R ₁₀	10 kΩ
R ₁₁	2,5 kΩ (lineární potenciometr se spínačem)
R ₁₂	100 Ω
R ₁₃	33 kΩ (odporový trimr)
R ₁₄	5,6 kΩ
R ₁₅	5,6 kΩ
R ₁₆ , R ₁₇	100 kΩ

Kondenzátory

C ₂	3 až 10 pF (kapacitní trimr)
C ₃ , C ₅ , C ₇	100 nF
C ₄	2,2 nF
C ₆	470 pF
C ₈ , C ₉	2 μF
C ₁₀	220 nF
C ₁₁	47 nF (pájen ze strany spojů)
C ₁₂	220 nF
C ₁₃	470 pF
C ₁₄ , C ₁₅	15 nF
C ₁₆ , C ₁₇	2 μF

Tranzistory

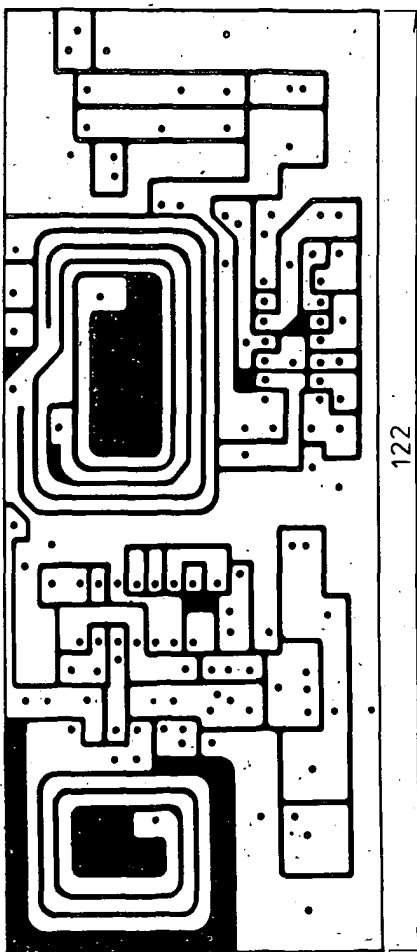
T ₁	KF524, KF525
T ₂ , T ₃ , T ₄	KC147

Integrované obvody

IO ₁	MAA661
IO ₂	A290D

Velmi jednoduchý přijímač, jehož varianty zapojení jsou v předchozí části popsány, je určený hlavně těm, kteří rádi experimentují. Různými změnami v zapojení, případně použitím obvodu automatického doladování, který je popsán, lze přijímač dále vylepšovat. Při snaze o dálkový příjem je vhodné zapojit ještě před vstup přijímače vf předzesilovač, čímž se zvýší citlivost přijímače.

Na obálce jsou fotografie několika variantních provedení tohoto přijímače. Kromě zapojení na desce s plošnými spoji z obr. 65 je zde i zapojení na propojovací desce určené původně pro stejnoseměrné logické obvody. Je na ní vidět způsob vinutí cívek na trubičce pojistky. V zapojeném přijímači je cívka pro naše pásmo, na volném prostoru propojovací desky je „napíchnuta“ cívka pro druhé pásmo. Antenní vstup je řízen odporovým trimrem, přijímač je napájen malým monočlánkem. Miniaturní přijímač s prutovou anténou, laděný varikapem KB105, má i nf zesilovač pro poslech na sluchátka. Cívka



Obr. 65. Deska s plošnými spoji T208

je umístěna na spodní straně desky, napájen je z jedné tužkové baterie. Funkce tohoto přijímače byla prověřována při různých cestách. Stejnou funkci má i přijímač umístěný v pouzdru rtěnky, s drátovou anténou dlouhou 0,5 m. V tomto přijímači je k ladění v našem pásmu použit malý skleněný trimr (cena 1,10 Kčs) a cívka je navinuta na vf jádru o Ø 4 mm a má 8 závitů drátu Ø 0,3 mm. Toto zapojení nemá desku plošných spojů, je samonosné. Dále bylo vyrobeno ještě několik fungujících, avšak pouze samonosných zapojení.

UPOZORNĚNÍ

Redakce upozorňuje čtenáře na chybu na desce s plošnými spoji v minulém čísle AR řady B (deska T206 na str. 148). Na desce jsou spojeny přívody sítě dokrátka, proto je třeba v pravém dolním rohu desky oddělit svislou část plošného spoje (jsou v ní pod sebou tři díry – pro přívod sítě, pro R₂ a pro R₁₆) od vodorovné části (v ní jsou díry pro katodu D₃, kladný pól C₄ atd.). Vzhledem k tomu, že meze- ra odděluje oba póly sítě, je

třeba, aby byla široká alespoň 3 mm.

Dále na několik dotazů upozorňujeme, že tranzistor v antenním zesilovači (str. 149 AR řady B č. 4/1985) je do desky umístěn tak, že je v desce díra, do níž je tranzistor vsunut a jeho pouzdro je alespoň v jednom místě připájeno k měděné fólii desky s plošnými spoji. Tím je zaručeno, že se zesilovač nerozkmitá.

INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (Inzerce AR), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla 7. 8. 1985, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

TI 58 C s přísl. (2800), náhradní akumulátor BP-1 A (200). Ladislav Zedník, Na Hrobci č. 1/410, 128 00 Praha 2.

Širokopásm. ant. zesilovač s 2x BFR91, 24 dB (550), MK 2405S (2000), NC440 (2000). P. Novotný, Ciolkovského 853, 161 00 Praha 6.

Reproboxy Sony G4D (21 000). Jen vážný zájemce. Michal Košek, Brechtova 828, 149 00 Praha 4, tel. 79 19 564.

BFT 66, BFR90 (150, 100), SFE10.7, SFW10.7 (50, 100), ICL7106 + LCD (800), SO42P (120). R. Hagara, Holubého 5, 921 01 Piešťany.

Osciloskop TESLA BM-370 (1600), sledovač signálu TESLA BS-367 (800), service oscilátor VF 100 kHz – 30 MHz (800), nejraději komplet za (3000). Bohumil Chvojka, Šimůnkova 1601, 182 00 Praha 8.

3 ks ARO932 (a 800) Ø 39 cm, 15 Ω. P. Boreš, Petra Rezka 16, 140 00 Praha 4.

ZX Spectrum 16 K (9200). P. Chalupník, Molákova 10, 186 00 Praha 8.

Milivoltmetr BM 384 (1000), autorádio Blaupunkt (400), radio VEGA 404 (400), koupím občanské radiostanice zahraniční. Karel Kulhavý, Chvatěrubská 366, 181 00 Praha 8, tel. 85 54 619.

Hi-Fi boxy „Corona“ přík. 50 W sin, 4 Ω (3100) a zesilovač 2x 60 W sin (2400). Z. Hladík, Sedláčská 1327, 140 00 Praha 4.

Micro Color Computer MC10 z řady TRS-80 (USA) 4 + 16 kB, programy, displej na černobílém nebo barevném TV v normě NTSC (8000). M. Stloukal, Tomanova 40, 169 00 Praha 6.

Kvalitní antenní zesilovač VKV – CCIR + OIRT osazený BFR91, přizpůsobený pro montáž do antenní krabice. Zisk 16 dB, šum (max.) 2,5 dB. Pouze písemně (350). J. Nachtigal, Osadní 5, 170 00 Praha 7.

ZX 81 + 64 kB RAM, zdroj, manuál, vetr. kazeta hry (9000). M. Šidlichovský, Frydantská 1315, 182 00 Praha 8, tel. 85 82 750.

ZX 81, zdroj, angl. manuál (4850) a 32 kB RAM s 8 bit. výst. portem (3700). L. Přeučil, Libeňská 132, 181 00 Praha 8.

ZX 81, manuál, zdroj (4400), antenní zesilovač VKV CCIR/OIRT viz. AR 2/85 (260). ICL7106 + LCD + 4030 (650), BFR91, BFR90, SFE10.7 (100, 100, 65). J. Žižka, nám. Lid. milici 623/6, 190 00 Praha 9.

Osciloskop N313 (1800), ZX-81 16 kB (4900), AY-3-8912 (600), Z80 PIO, Z80 CTC, 8255A (200, 200, 100), 6116, 2716 (300, 200), ZN426, 427 (400), sokly, spínače DIL, 74LS proti známce, končím. Ing. M. Barda, Palackého 264, 282 01 Č. Brod.

KOUPĚ

Sinclair ZX Spectrum 48 kB. Luboš Linhart, Hausmannova 3002, 143 00 Praha 4.

Pásmovou propust 530 až 600 MHz, kvalitní. P. Miltner, U Kanálky 1, 120 00 Praha 2.

Sinclair Spectrum – český překlad manuálu, do (300). J. Kremsa, Děvinská 12, 150 00 Praha 5.

SHF součástky + teff. spoj. J. Soukup, Pelhřimovská 9, 140 00 Praha 4, tel. 42 92 682.